

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektroniky a informatiky
Katedra Elektroniky

Analýza struktur spínaných napájecích zdrojů
v prostředí OrCAD/PSpice
Analysis of the Structures of Switching Power
Supplies in the Environment OrCAD/PSpice

2015

Bc. David Krajc

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. David Krajc**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T015 Elektronika
Téma: **Analýza struktur spínaných napájecích zdrojů v prostředí OrCAD/PSpice**
Analysis of the Structures of Switching Power Supplies in the Environment OrCAD/PSpice

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te teoretický rozbor a rozdělení spínaných napájecích zdrojů, popište princip funkce a uveďte základní vlastnosti a konfigurace propustných, blokujících a dvojčinných měničů.
2. Dle pokynů vedoucího diplomové práce proved'te pro zadané parametry zátěže návrh obvodových komponentů vybraných konfigurací spínaných napájecích zdrojů.
3. V prostředí OrCAD/PSpice sestavte a odlaďte simulační modely měničů z bodu 2.
4. Na základě simulačních výsledků mezi sebou porovnejte jednotlivé řešené konfigurace, stanovte jejich účinnosti a výsledky porovnejte s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

Pavelek, T., Sládeček, V.: Výkonová elektronika KE, učební texty pro kombinované a distanční studium, Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2005, 73s.

Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I, II, III. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 2000

Faktor Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, BEN Technická literatura, Praha 2002, ISBN 80-86056-91-0

Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě dne 6.5.2015.....

Podpis... *Kraji*

Poděkování

Děkuji především panu Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. za poskytnuté konzultace při přípravě mé diplomové práce.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá spínanými napájecími zdroji a jejich vlastnostmi. Na začátku diplomové práce je rozdělení spínaných zdrojů, popsány principy funkcí a základní vlastnosti jednotlivých obvodů. Poté jsou provedeny návrhy obvodových komponentů pro propustný, blokovací a dvojčinný spínaný zdroj. Na jejichž základě jsou zhotoveny simulační modely v prostředí OrCAD/PSpice pro předmět Výkonové polovodičové systémy II. Na konci diplomové práce jsou srovnány simulované výsledky s teoretickými předpoklady.

Abstract

The thesis deals with switching power supplies and their characteristics. At the beginning of this thesis is a division of switching power supplies, describes the principles function and the basic characteristics circuits. They are then made suggestions of circuit components for Forward, Flyback and Push-Pull switching power supply. On the basis of simulation models are made in the environment OrCAD / PSpice subject for Power Semiconductor Systems II. At the end of the thesis simulated results are comparing with theoretical assumptions.

Klíčová slova

Spínané napájecí zdroje, základní zapojení spínaných zdrojů, OrCAD/PSpice

Key Words

Switching power supplies, basic connection of switching power supplies, OrCAD / PSpice

Seznam použitých symbolů a fyzikálních veličin

C	[F]	kapacita
$\cos\varphi$	[-]	účinnost
E_C	[Ws]	energie dodávána do kondenzátoru
f	[Hz]	kmitočet
f_{Sw}	[Hz]	spínací kmitočet
I	[A]	proud
I_C	[A]	proud na kondenzátoru
I_D	[A]	proud na drainu
I_{In}	[A]	vstupní proud
I_{LMAX}	[A]	maximální proud tlumivky
I_{LMIN}	[A]	minimální proud tlumivky
I_{Out}	[A]	výstupní proud
I_P	[A]	proud na primárním vinutí
I_{PMAX}	[A]	maximální proud na primárním vinutí
I_{PMIN}	[A]	minimální proud na primárním vinutí
I_R	[A]	rekuperační proud
I_S	[A]	proud na sekundárním vinutí
I_μ	[A]	magnetizační proud
ΔI_L	[A]	zvlnění na tlumivce
L	[H]	indukčnost cívky
L_D	[H]	indukčnost demagnetizačního vinutí
L_{Leak}	[H]	rozptylová indukčnost
L_P	[H]	indukčnost primárního vinutí
L_S	[H]	indukčnost sekundárního vinutí
N_p	[-]	počet závitů na primárním vinutí
N_S	[-]	počet závitů na sekundárním vinutí
p	[-]	převodní poměr transformátoru
P_{In}	[W]	vstupní výkon
P_{Out}	[W]	výstupní výkon
R	[Ω]	odpor
S	[VA]	zdánlivý výkon
t	[s]	čas
T	[s]	doba periody
t_D	[s]	mrtvá doba (dead time)
U_D	[V]	napětí na diodě
U_{DS}	[V]	napětí drain - source
U_{DSs}	[V]	saturační napětí tranzistoru
U_{GS}	[V]	napětí gate - source
U_{In}	[V]	vstupní napětí

U_{InAC}	[V]	střídavé vstupní napětí
U_{InDC}	[V]	stejnoseměrné vstupní napětí
U_{Isence}	[V]	maximální povolené napětí na vstupu CS řídicího obvodu NCP 1200
U_{L}	[V]	napětí na cívce (tlumivce)
U_{LD}	[V]	napětí na demagnetizačním vinutí
U_{Lp}	[V]	napětí na primárním vinutí
U_{Ls}	[V]	napětí na sekundárním vinutí
U_{Out}	[V]	výstupní napětí
U_{Ref}	[V]	referenční napětí
U_{Sw}	[V]	spínací napětí
ΔU_{Out}	[V]	zvlnění výstupního napětí
δ	[-]	činitel plnění pulzů
η	[%]	účinnost

Seznam použitých zkratk

AC/DC	označení převodníku ze střídavého napětí na stejnosměrné
COMP	označení komparátoru
DM	diodový můstek
Flyback	blokovací měnič
Forward	propustný měnič
Full-Bridge	měníč plný most
Half-Bridge	měníč polomost
OSC	označení oscilátoru
Push-Pull	dvojčinný měnič
Step-Down	snižující měnič
Step-Up	zvyšující měnič

Obsah

Úvod.....	- 9 -
1 Spínané zdroje.....	- 10 -
1.1 Základní zapojení spínaných zdrojů	- 11 -
1.1.1 Snižující měnič (Step-Down).....	- 11 -
1.1.2 Zvyšující měnič (Step-Up)	- 13 -
1.1.3 Invertující měnič (Inverter).....	- 15 -
1.1.4 Propustný měnič (Forward)	- 16 -
1.1.5 Blokující měnič (Flyback)	- 18 -
1.1.6 Dvojčinný měnič (Push-Pull).....	- 19 -
1.1.7 Můstkové zapojení - Polomost (Half-Bridge).....	- 21 -
1.1.8 Můstkové zapojení - Plný most (Full-Bridge)	- 23 -
2 Návrh spínaných zdrojů a detailní popis jednotlivých částí obvodu	- 25 -
2.1 Propustný spínaný zdroj.....	- 25 -
2.1.1 Vstupní obvod.....	- 26 -
2.1.2 Výstupní obvod.....	- 27 -
2.1.3 Transformátor	- 28 -
2.1.4 Řídící obvod	- 29 -
2.1.5 Zpětná vazba.....	- 30 -
2.1.6 Ochranný obvod.....	- 31 -
2.2 Blokovací spínaný zdroj.....	- 31 -
2.2.1 Vstupní obvod.....	- 32 -
2.2.2 Transformátor	- 34 -
2.2.3 Výstupní obvod.....	- 35 -
2.2.4 Řídící obvod	- 36 -
2.2.5 Zpětná vazba.....	- 36 -
2.2.6 Ochranný obvod.....	- 37 -
2.3 Dvojčinný spínaný zdroj	- 37 -
2.3.1 Vstupní obvod.....	- 39 -
2.3.2 Výstupní obvod.....	- 40 -
2.3.3 Transformátor	- 41 -
2.3.4 Řídící obvod	- 42 -

2.3.5	Zpětná vazba.....	- 44 -
3	Výsledky simulovaných modelů v prostředí OrCAD/PSpice	- 45 -
3.1	Propustný spínaný zdroj.....	- 45 -
3.2	Blokovací spínaný zdroj.....	- 50 -
3.3	Dvojčinný spínaný zdroj	- 55 -
4	Porovnání výsledků simulací s teoretickými předpoklady	- 61 -
4.1	Propustný spínaný zdroj.....	- 61 -
4.2	Blokovací spínaný zdroj.....	- 62 -
4.3	Dvojčinný spínaný zdroj	- 63 -
	Závěr	- 65 -
	Literatura	
	Přílohy	

Úvod

Vývojáři elektronických napájecích zdrojů se snažili zefektivnit a především zmenšit napájecí zdroje. Tato myšlenka se zrodila na počátku padesátých let s vývojem tranzistoru a posléze s vývojem integrovaných obvodů v letech šedesátých. Aby se splnily tyto požadavky, staly se zdroje mnohem propracovanější.

Na přelomu padesátých a šedesátých let byly spínané zdroje velmi ojedinělé, spíše byly využívány lineární zdroje, které měly nízkou účinnost. V polovině šedesátých let s vývojem novější technologie kondenzátorů a rychlými vysokonapěťovými spínanými tranzistory započala nadvláda spínaných zdrojů. Lineární zdroje nevymizely, dodnes se používají v různých obvodech do 50 W. Tyto zdroje se uplatňují především tam, kde je preferován bezšumový zdroj.

Spínané zdroje se staly převažující skupinou napájecích zdrojů na trhu. A to především díky malé velikosti, hmotnosti a velmi vysoké účinnosti oproti lineárním zdrojům. Jejich praktický návrh je mnohem složitější a náročnější než u lineárních zdrojů a to především na výběru součástek, jelikož tyto zdroje pracují na velmi vysokých kmitočtech.

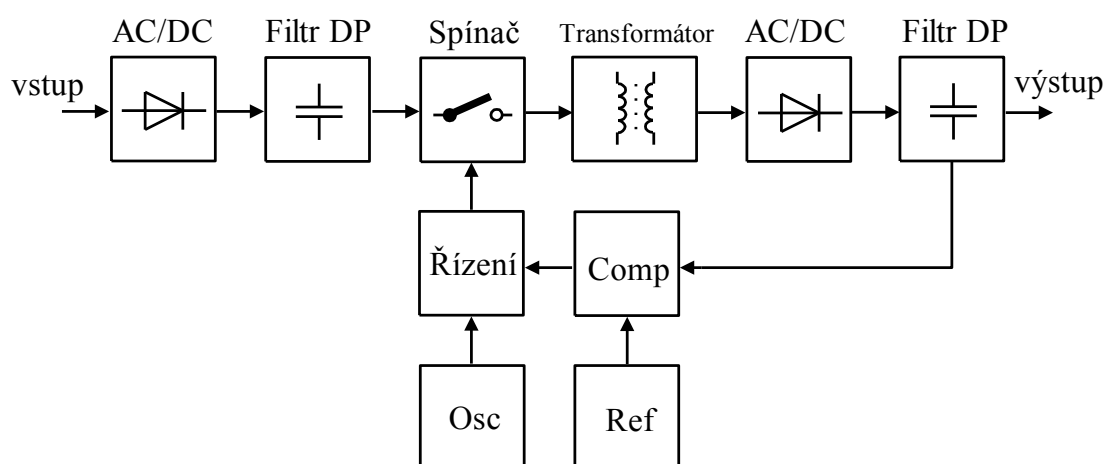
1 Spínané zdroje

Jak už bylo v úvodu zmíněno, spínané zdroje mají mnoho výhod oproti lineárním zdrojům. V tabulce 1.1 je názorné srovnání parametrů lineárních a spínaných zdrojů.

Parametr	Spínaný zdroj	Lineární zdroj
Účinnost	75 [%]	30 [%]
Velikost	0.2 [W/cm ³]	0.05 [W/cm ³]
Váha	100 [W/kg]	20 [W/kg]
Výstupní zvlnění	50 [mV]	5 [mV]
Šumové napětí	200 [mV]	50 [mV]
Odezva na skok	1 [ms]	20 [μs]
Doba náběhu	20 [ms]	2 [ms]
Cena	Přibližně konstantní	Roste s výkonem

Tab. 1.1 Srovnání spínaných a lineárních zdrojů [1]

Obecné blokové schéma spínaného zdroje je znázorněno na obr. 1.1. Je nutné poznamenat, že díky většímu množství typů a variant spínaných zdrojů, nemusí každý typ zdroje obsahovat všechny znázorněné bloky, nebo dokonce mohou mít jiný druh bloku.



Obr. 1.1 Blokové schéma spínaného zdroje [2]

Na vstup spínaného zdroje je přivedeno síťové napětí o kmitočtu 50 Hz, které je díky vstupnímu usměrňovači přeměněno na stejnosměrné napětí. Toto stejnosměrné napětí bývá často zvlněné, a proto se používá na vyhlazení tohoto napětí filtr, který vyhladí zbytkové zvlnění. Vyhlazené stejnosměrné napětí je přivedeno na spínač, kterým nejčastěji bývá tranzistor a to buď bipolární anebo unipolární. Pomocí tohoto spínače je stejnosměrné napětí přetransformováno na střídavý obdélníkový průběh. Kmitočet spínání bývá různý, může nabývat hodnoty síťového kmitočtu 50 Hz nebo podstatně vyšších hodnot a to stovek kHz. Velikost převedeného střídavého napětí je pomocí transformátoru upravena dle naší potřeby. Na transformátory jsou kladeny velké požadavky, a to především kvůli tomu, že na nich závisí celková účinnost zdroje. Výstupní střídavé napětí na transformátoru je opět usměrněno na stejnosměrné napětí. Na tyto usměrňovací diody jsou kladeny vysoké nároky. Musí pracovat při vysokém kmitočtu, dále mít malou spínací a vypínací dobu. Poté je toto napětí vyhlazeno

pomocí výstupního filtru. Na tento filtr už nejsou kladeny tak vysoké nároky, neboť po usměrnění není napětí tak moc zvlněné. Ve zdroji se nachází zpětná vazba, pomocí které je řízena celá logika spínání spínače a která také zajišťuje stabilizaci zdroje. Zde se používají bloky jako zdroj referenčního napětí, komparátory atd. V současné době se celá řídicí logika nachází v integrovaných obvodech.

Rozdělení spínaných zdrojů není jednoznačné, neboť používané principy některých zdrojů se kombinují, z toho vyplývá, že jeden zdroj může obsahovat několik použitých principů. Je možné je rozdělit následovně:

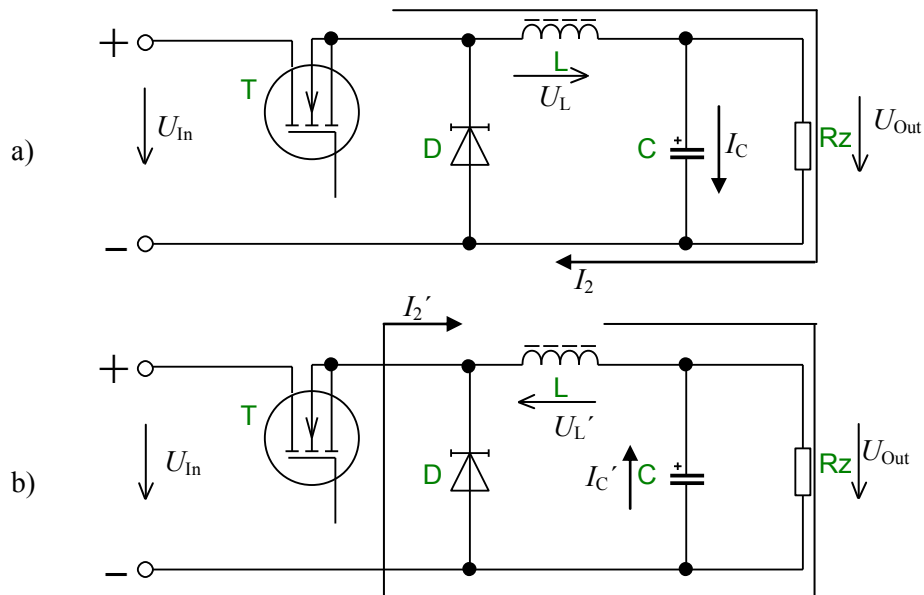
- a) Velikost spínaného kmitočtu
 - zdroje s kmitočtem sítě
 - zdroje s kmitočtem vyšším, než sít'ové
- b) Zda je použita cívka či transformátor
 - zdroje s indukčností
 - zdroje bez indukčnosti
- c) Srovnání výstupního napětí se vstupním
 - obvody pro snížení napětí (měniče Step-Down)
 - obvody pro zvýšení napětí (měniče Step-Up)
 - invertory (Inverter)
- d) Způsob přenosu energie ze vstupu na výstup
 - zdroje s propustným zapojením (Forward)
 - zdroje s blokovacím zapojením (Flyback)
 - zdroje s dvojčinným zapojením (Push-Pull)
 - zdroje s můstkovým zapojením (tzv. polomost nebo plný most) [2]

1.1 Základní zapojení spínaných zdrojů

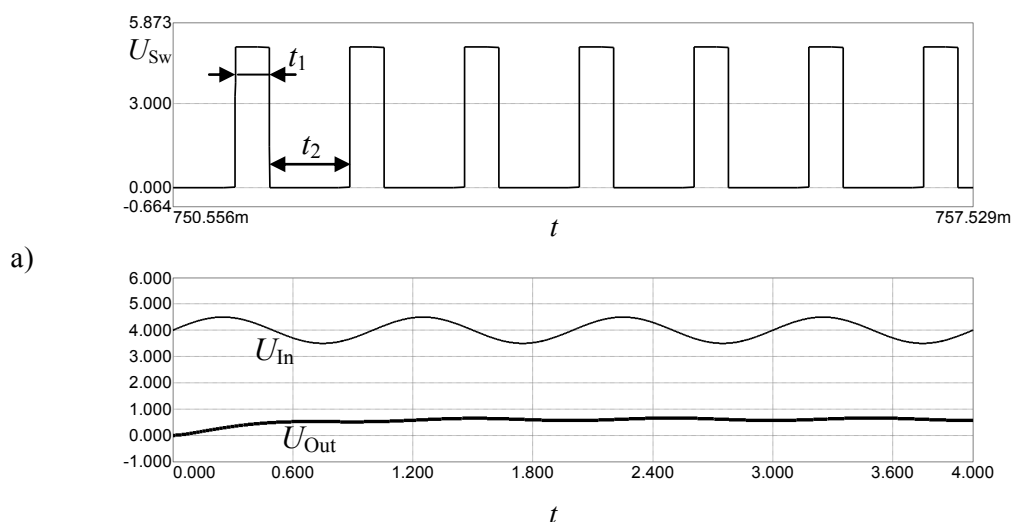
1.1.1 Snižující měnič (Step-Down)

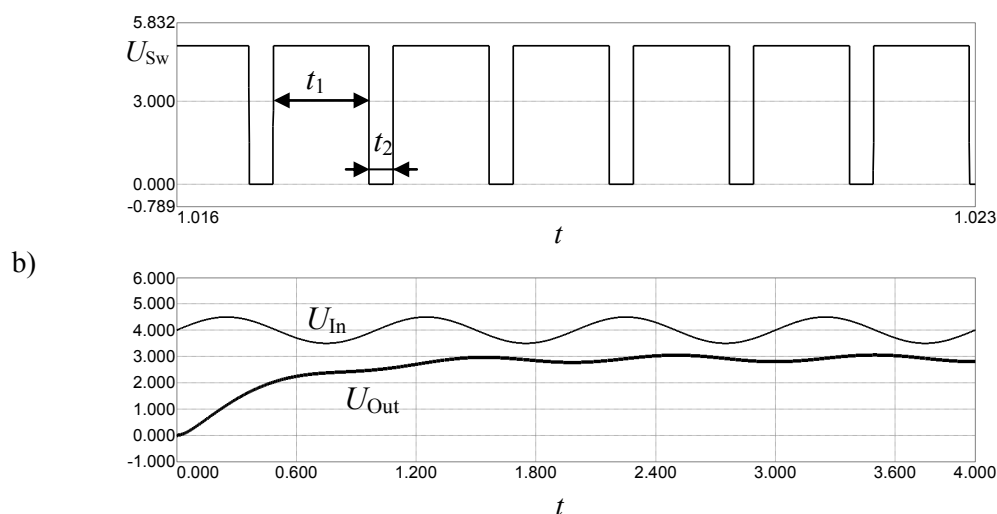
Základní schéma zapojení tohoto měniče je zobrazené na obr. 1.2. Při sepnutí tranzistoru T v době trvání t_1 obvodem protéká proud I_2 , který bude stejně jako napětí, které se nachází na cívce L, exponenciálně růst. Po rozepnutí tranzistoru T při době t_2 se stává zdrojem napětí cívka L a přes ni se proud I_2' uzavírá do zátěže přes diodu D. Z toho vyplývá, že se cívka při sepnutí tranzistoru T chová jako spotřebič a napětí U_L je stejně orientované jak proud I_2 . Jakmile se tranzistor T rozepne, stává se z cívky L zdroj, napětí U_L' obrací polaritu, přičemž proud I_2' si zachovává svůj směr. Maximem výstupního napětí U_{Out} je hodnota vstupního napětí U_{In} . Jelikož v první fázi při sepnutí tranzistoru T výstupní napětí U_{Out} roste, roste také napětí na kondenzátoru C a ten se dobíjí proudem I_C . Při druhé fázi, kdy je tranzistor T rozepnut se mění polarita proudu na kondenzátoru a ten se vybíjí do zátěže R_Z proudem I_C' a podporuje proud, který teče do zátěže z cívky L. Z toho je zřejmé že kapacita kondenzátoru C zmenšuje zvlnění na výstupu.

Zdroje s takovým typem zapojením se využívají pro výkon 50 W. Přičemž střídu spínacích pulzů U_{Sw} lze ovládat v celém rozsahu což je 0 až 100%. Spínání je zobrazeno na obr. 1.3. Velikost vstupního napětí je vždy větší než výstupní, odtud označení Step-Down.



Obr. 1.2 Snižující měnič a) sepnutý tranzistor T , b) rozepnutý tranzistor T





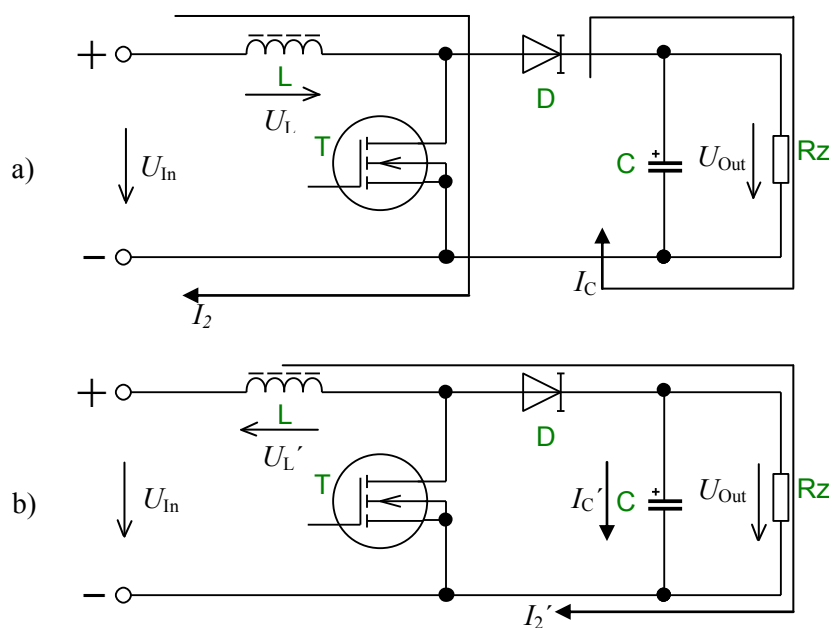
Obr. 1.3 Spínací signál snižujícího měniče a) s menší střídou b) s větší střídou [2]

Jak je zřejmé z obr. 1.3 šířka střidy spínacích pulzů ovlivňuje velikost výstupního napětí U_{Out} . Průběhy spínacích pulzů mají odlišné měřítko časové osy, oproti průběhům vstupního a výstupního napětí. Skutečný poměr spínacího kmitočtu a vstupního napětí je příliš velký. Jedna perioda vstupního napětí obsahuje mnoho period spínacích pulzů.

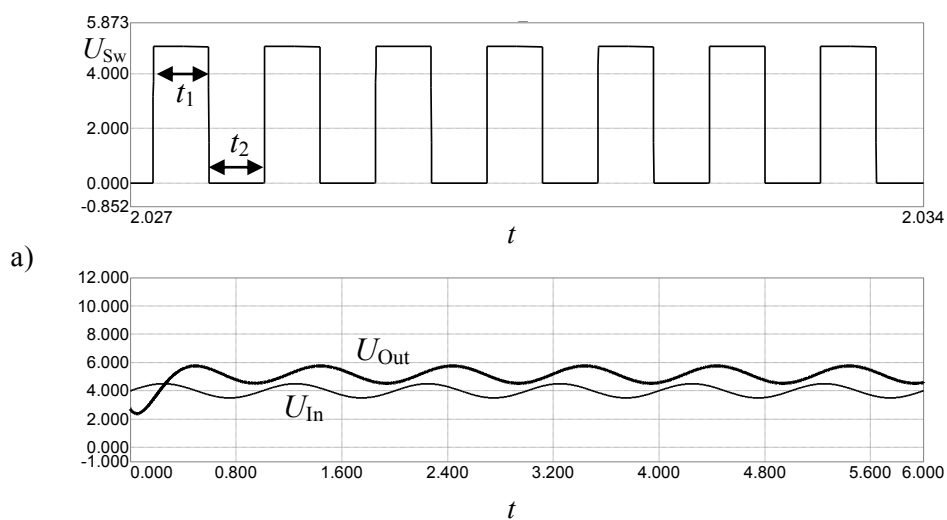
1.1.2 Zvyšující měnič (Step-Up)

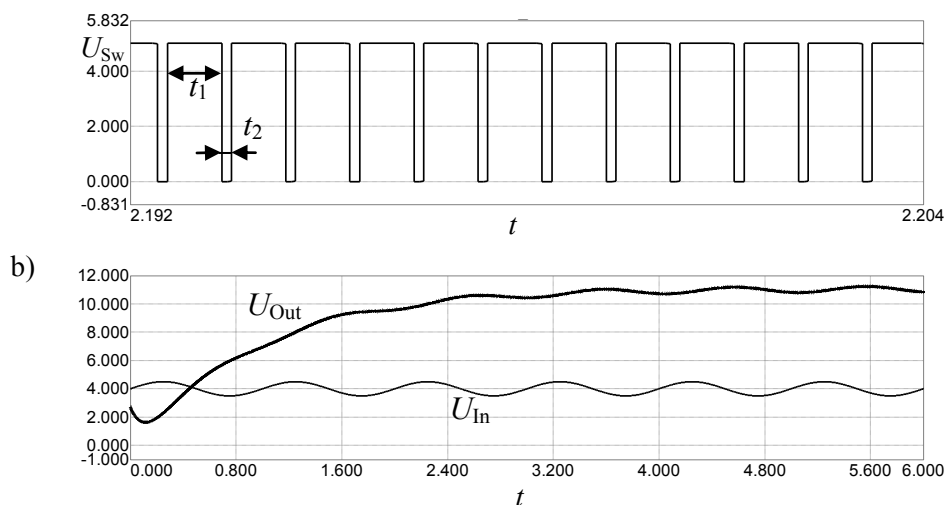
Schéma zvyšujícího měniče je zobrazeno na obr. 1.4. U tohoto měniče je energie akumulována v magnetickém poli cívky L , tím můžeme tento obvod zařadit jako nepřímý měnič přenosu energie ze vstupu na výstup. Při sepnutí tranzistoru T v době t_1 roste proud na cívkce L . Energie na této cívkce je akumulována v magnetickém poli, s toho vyplývá, že se cívka L chová jako spotřebič. Po rozepnutí tranzistoru T v době t_2 protéká proud ze vstupního zdroje napětí U_{In} přes cívku L do zátěže R_Z . Nyní se cívka chová jako zdroj, který je do série spojen se zdrojem vstupního napětí U_{In} . Při sepnutí tranzistoru T zabráňuje dioda D vybití kondenzátoru C přes tranzistor. Během sepnutí se proud I_C dodává do zátěže z kondenzátoru C . Po rozepnutí tranzistoru T je zachován směr toku proudu cívky L , ale napětí na této cívkce obrací svou polaritu. Naindukované napětí na této cívkce U_L' se sčítá s napájecím napětím U_{In} . Díky tomu se kondenzátor C dobíjí proudem I_C' a napětí na něm roste, tedy i roste napětí na zátěži R_Z .

I v tomto typu zapojení lze střidu spínacích pulzů U_{Sw} ovládat v celém rozsahu. Čím vyšší střída, tím vyšší výstupní napětí. Spínací signál je znázorněn na obr. 1.5. Velikost výstupního napětí je vždy vyšší než vstupní, odtud označení Step-Up. Zdroje s tímto typem zapojení se používají pro výkony 50 W.



Obr. 1.4 Zvyšující měnič a) sepnutý tranzistor T , b) rozeprnutý tranzistor T





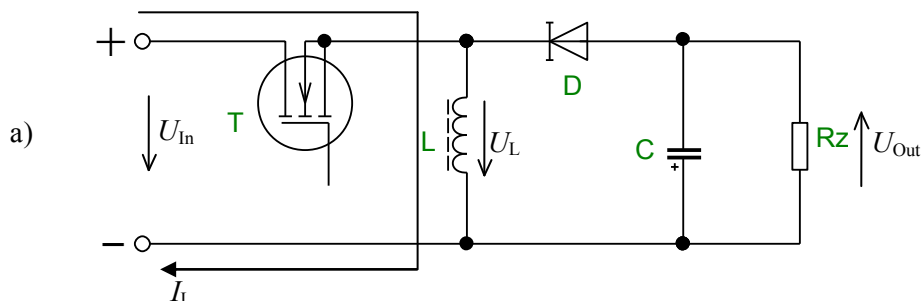
Obr. 1.5 Spínací signál zvyšujícího měniče a) s menší střídou b) s větší střídou [2]

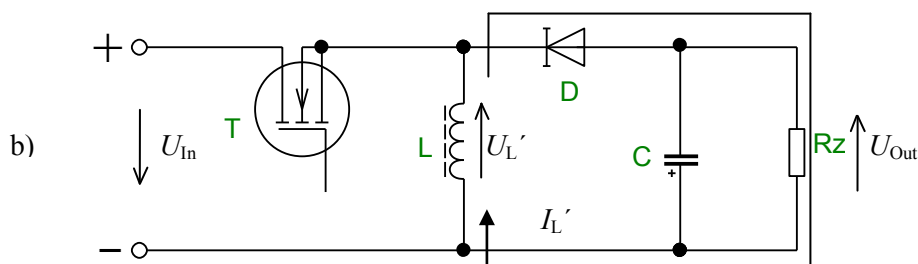
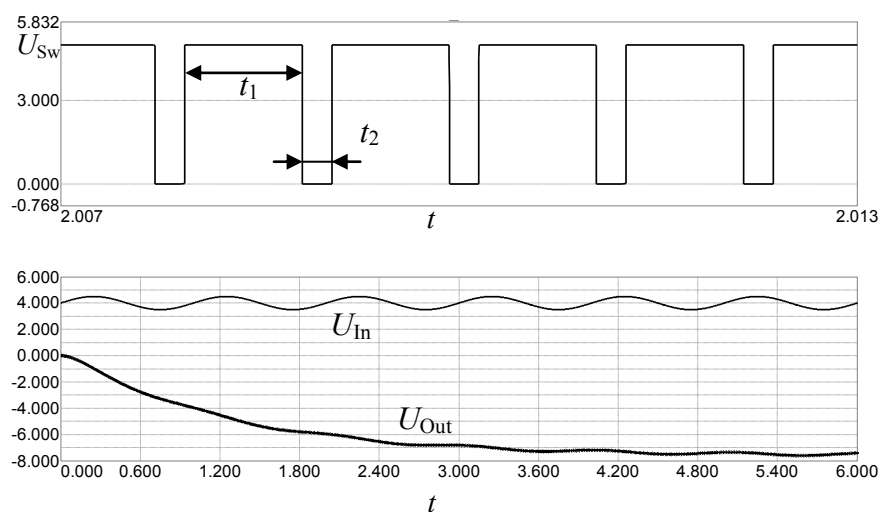
I zde jsou průběhy spínacích pulzů s odlišným měřítkem časové osy, oproti průběhům vstupního a výstupního napětí. Skutečný poměr spínacího kmitočtu a vstupního napětí je příliš velký. Jedna perioda vstupního napětí obsahuje mnoho period spínacích pulzů.

1.1.3 Invertující měnič (Inverter)

Invertující měnič je znázorněn na obr. 1.6. I tento měnič pracuje ve dvou intervalech spínání. Když je tranzistor T sepnut při době t_1 protéká proud ze zdroje přes tento tranzistor T do cívky L a zde lineárně narůstá. V této fázi sepnutí se cívka L chová jako spotřebič a napětí, které se na ní nachází U_L , je shodně orientováno jak proud I_L . Jakmile dojde k rozepnutí tranzistoru T v době t_2 začne se cívka L chovat jako zdroj. Směr proudu na této cívce zůstane stejný I_L' , ale zato napětí U_L' , obrací svou polaritu. Proud I_L' protéká cívkou L přes zátěž R_z a diodou D. Současně je kondenzátor C dobíjen a napětí na výstupu U_{Out} roste.

Tak jak u předchozích typů i zde lze střidu spínacího pulzu U_{Sw} ovládat v celém rozsahu. Zdroj s tímto typem zapojení se používá k získání opačné polaroty výstupního napětí než napětí na vstupu, proto se nazývají Inverter. Spínání je znázorněno na obr. 1.7.



Obr. 1.6 Invertující měnič a) sepnutý tranzistor T , b) rozeprnutý tranzistor T 

Obr. 1.7 Spínací signál invertujícího měniče s větší střídou [2]

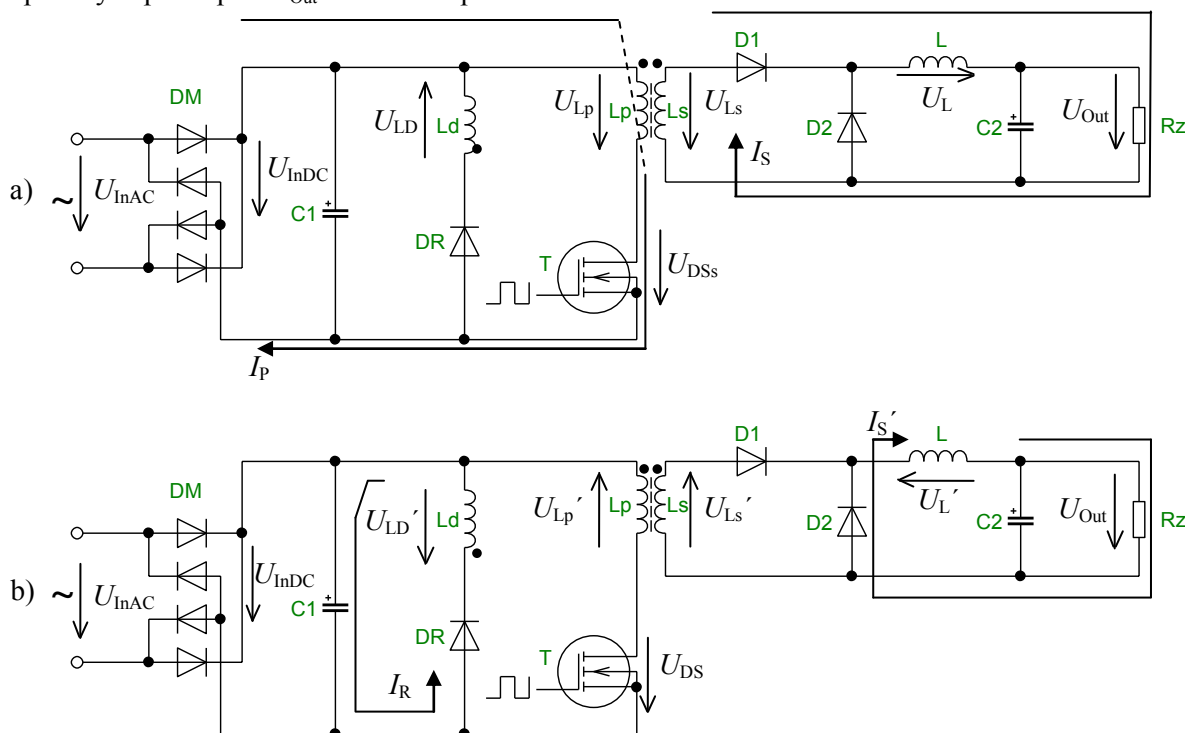
I zde si musíme dát pozor, že spínací pulzy mají odlišné měřítko časové osy, oproti průběhům vstupního a výstupního napětí. Skutečný poměr spínacího kmitočtu a vstupního napětí je příliš velký. Jedna perioda vstupního napětí obsahuje mnoho period spínacích pulzů.

1.1.4 Propustný měnič (Forward)

Hlavním charakteristickým znakem u těchto typů zdroje je přímý přenos energie přes transformátor. To znamená, že v okamžiku sepnutí tranzistoru T teče současně primárním vinutím L_P a sekundárním vinutím L_S proud a to díky vzájemné polaritě primárního a sekundárního vinutí a zapojení diody v sekundární části obvodu. Tento obvod obsahuje demagnetizační vinutí L_D a rekuperační diodu D_R . Tyto prvky v obvodu slouží pro navrácení části energie I_R zpět do kondenzátoru C_1 v době rozeprnutí tranzistoru T . Zapojení propustného spínaného zdroje s demagnetizačním vinutím je znázorněno na obr. 1.8.

Jak už bylo výše zmíněno v okamžiku sepnutí tranzistoru T v době t_1 začne na primárním vinutí L_P lineárně růst proud I_P . Napětí na primárním vinutí U_{L_P} má shodnou polaritu jak napětí na sekundárním vinutí U_{L_S} a je usměrněno pomocí usměrňovací diody D_1 . Napětí U_{L_S} a proud I_S je poté pomocí filtru LC_2 vyhlazeno a dále pokračuje do zátěže R_Z . Ve stejném okamžiku se indukuje napětí U_{L_D} (o opačné polaritě než napětí U_{L_P}) na demagnetizačním vinutí L_D . Toto napětí nevyvolá průchod

proudem, protože rekuperační dioda D_R je polarizovaná závěrně. Až při rozeptnutí tranzistoru T v době t_2 se změní polarita všech napětí na vinutí L_P , L_S a L_D , to je znázorněno na obr. 1.8b. Napětí U_{LD}' je teď takové polarity, že rekuperační dioda D_R je nyní vodivá. Při rozeptnutém tranzistoru T již nemůže sekundárním vinutím L_S protékat proud I_S přes diodu D_1 . Tlumivka L přechází z režimu spotřebič do režimu zdroj a díky tomu se na ní mění polarita napětí U_L' . Proud I_S' protéká přes zátěž R_Z a diodu D_2 zpět. Výstupní napětí U_{Out} během rozeptnutí tranzistoru T klesá.



Obr. 1.8 Propustný měnič s demagnetizačním vinutím a) sepnutý tranzistor T , b) rozeptnutý tranzistor T

Analýzou obvodu můžeme odvodit výstupní napětí, který je dáno vztahem:

$$U_{Out} = U_{InDC} \cdot p \cdot \frac{\delta}{(1 - \delta)} \quad [V] \quad (1)$$

Převodní poměr transformátoru má tvar:

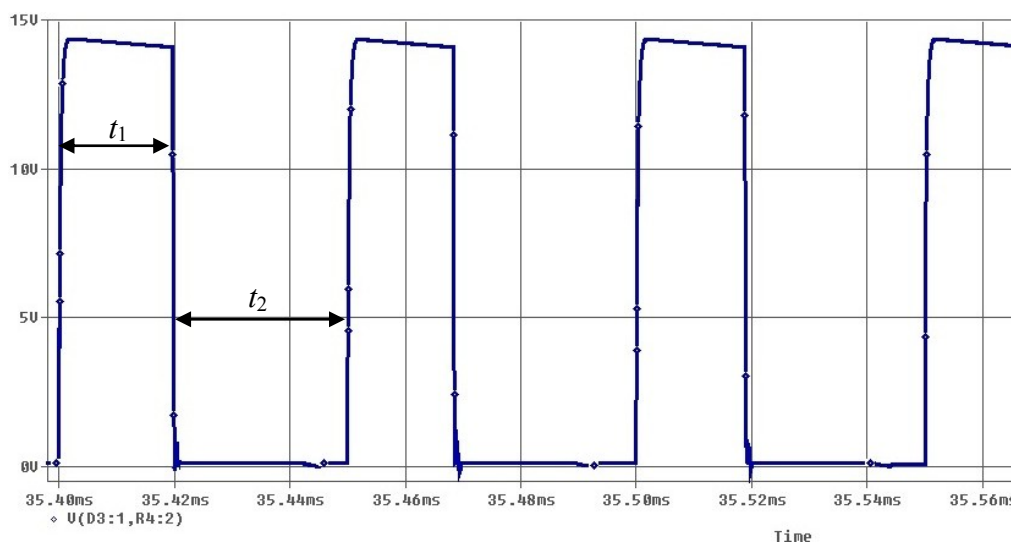
$$p = \frac{U_{InDC}}{U_{Out}} = \frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \quad [-] \quad (2)$$

Činitel plnění impulzů:

$$\delta = \frac{t_1}{T} \quad [-] \quad (3)$$

Propustný měnič se používá pro výkony do 200 W. Účinnost těchto zdrojů se pohybuje okolo 80 %. Velký důraz u tohoto typu měniče je kladen na tranzistor, jelikož při rozeptnutí se na tranzistoru,

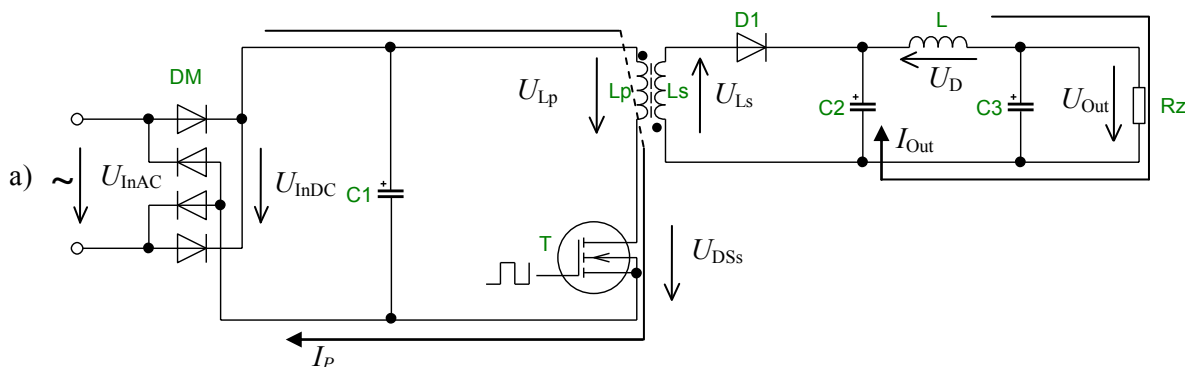
objevuje mezi drainem a sourcem, asi dvojnásobné vstupní napětí U_{InDC} . Střída spínání u tohoto měniče nesmí překročit 50 %. Spínací signál je znázorněn na obr. 1.9.

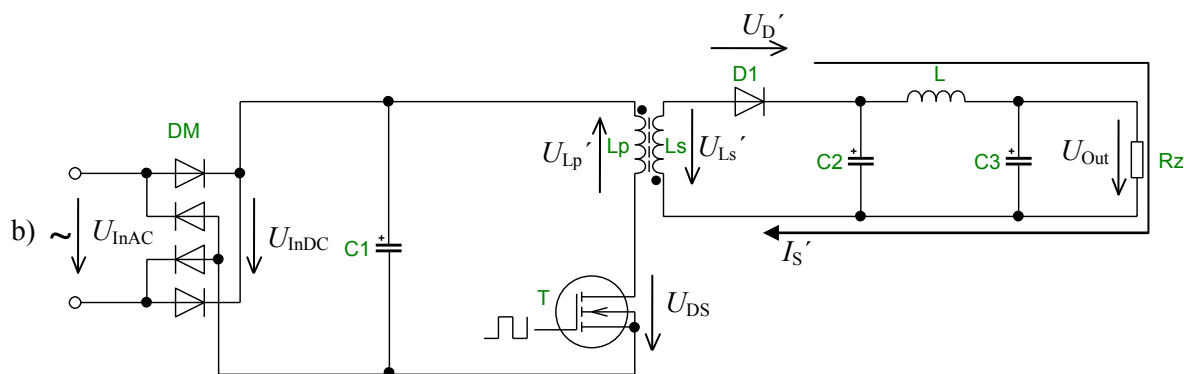


Obr. 1.9 Spínací signál propustného měniče

1.1.5 Blokující měnič (Flyback)

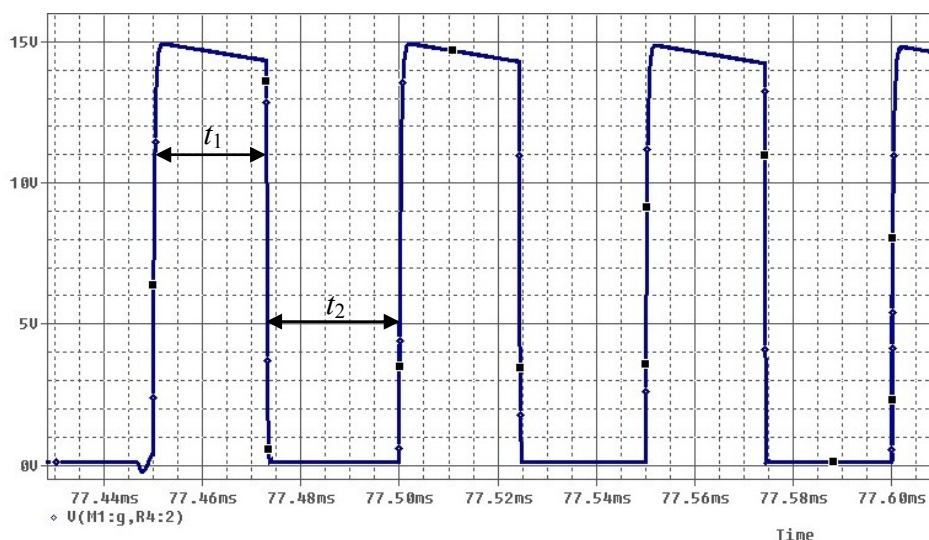
Schéma blokovacího spínaného zdroje je zobrazeno na obr. 1.10. Při sepnutém tranzistoru T v době t_1 protéká proud I_p primárním vinutím L_p . Vzhledem opačné orientaci sekundárního vinutí L_s oproti vinutí primárnímu L_p , se na sekundární straně indukuje napětí U_{Ls} opačné polaroty, než je tomu na primární straně. Dioda D_1 je tedy polarizována závěrně to znamená, že proud jí neprotéká. Nabitý kondenzátor C_2 se vybíjí proudem I_{Out} do zátěže R_z . Během rozepnutí tranzistoru T v době t_2 se na sekundárním vinutí L_s mění polarita napětí U_{Ls}' , dioda D_1 je v propustném stavu U_D' a kondenzátor C_2 se nabíjí. Pomocí filtru LC_3 se napětí U_{Ls}' a proud I_s' vyhladí a dále pokračuje do zátěže R_z . Energie je na výstupu transformována během rozepnutí tranzistoru T v době t_2 .





Obr. 1.10 Blokovací měnič a) sepnutý tranzistor T, b) rozepnutý tranzistor T

Tento typ spínaného zdroje se používá pro výkony 100 W a účinnost se pohybuje také okolo 80 %. I zde je kladen velký důraz na tranzistor T, protože při rozepnutí tranzistoru T v čase t_2 se objevuje mezi drainem a sourcem asi dvojnásobné vstupní napětí U_{InDC} . Střída spínání nesmí překročit hodnotu 50 %. Spínací signál je zobrazen na obr. 1.11.



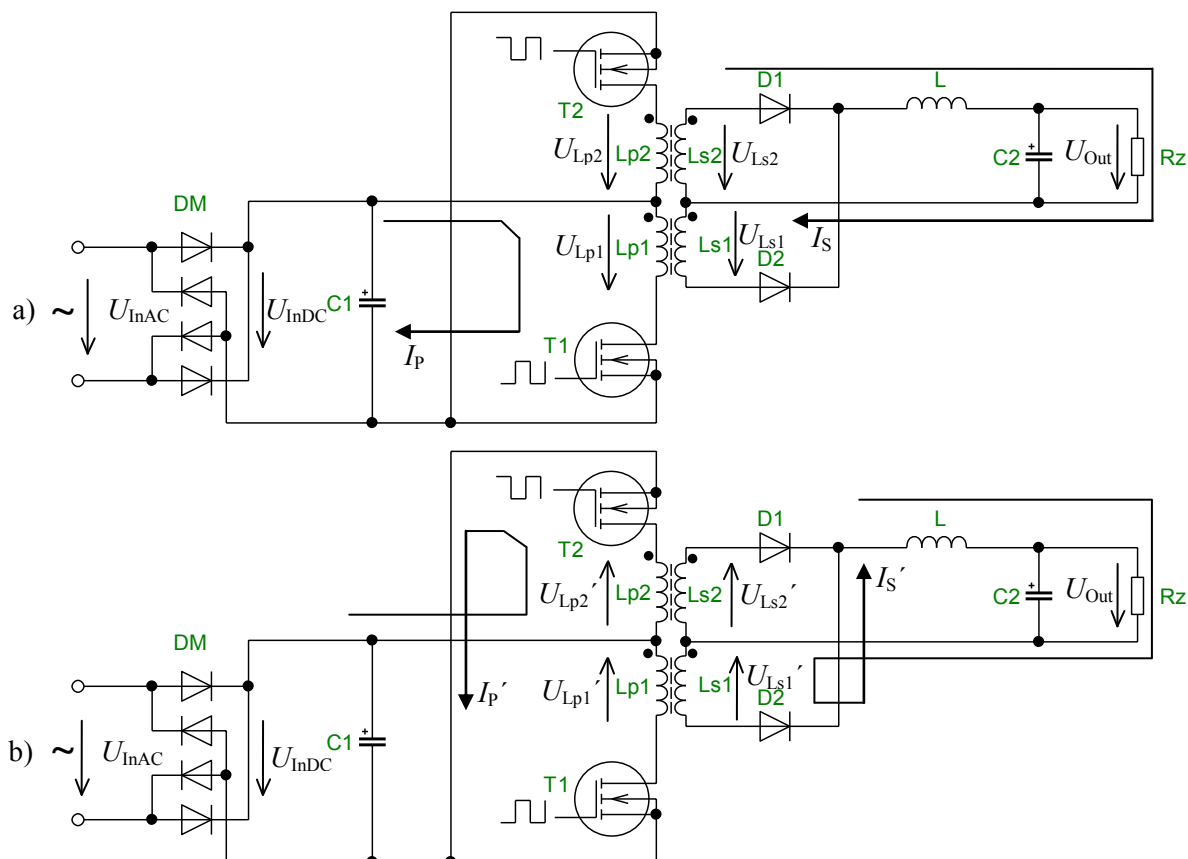
Obr. 1.11 Spínací signál blokovacího měniče

1.1.6 Dvojčinný měnič (Push-Pull)

Základem je symetrické primární vinutí transformátoru, kde každá polovina transformátoru je buzena samostatným tranzistorem. Díky tomu je odstraněna stejnosměrná složka sycení tohoto transformátoru. I sekundární vinutí transformátoru bývá souměrné a používá se dvoucestný usměrňovač. Díky tomu je výkon přenášen v každé půlperiodě jednou z diod. Obvod je znázorněn na obr. 1.12.

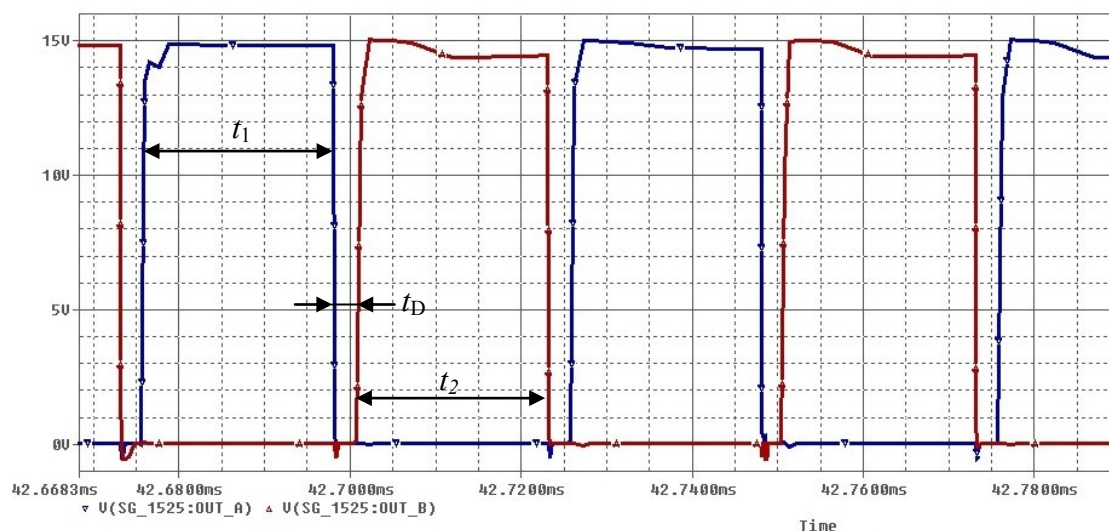
Předpokládejme, že první sepnou tranzistor T_1 v době t_1 a tranzistor T_2 je rozepnut. Proud I_p tekoucí primárním vinutím L_{p1} určuje polaritu všech napětí (U_{Lp2} , U_{Ls1} , U_{Ls2}) na vinutích (L_{p2} , L_{s1} , L_{s2}). Jelikož je zapojení symetrické, obě primární vinutí L_{p1} a L_{p2} mají shodný počet závitů. Tranzistor T_2 , který je rozepnut, je závěrným napětím namáhán, toto napětí je dáno součtem napájecího napětí U_{InDC} a napětím U_{Lp2} naindukovaným na vinutí L_{p2} . Během tohoto intervalu sepnutí má pouze jedno

sekundární vinutí L_{S2} takovou polaritu napětí U_{Ls2} , které dovoluje průtok proudem I_S sekundárním obvodem. Dioda D_2 je namáhána závěrně součtem napětí U_{Ls1} a U_{Ls2} na obou vinutích L_{S1} a L_{S2} . Při sepnutí tranzistoru T_2 v době t_2 a rozepnutí tranzistoru T_1 se stav obvodu zrcadlově změní to je znázorněno na obr. 1.12b. Výhoda dvojčinného měniče je v tom, že během sepnutí tranzistoru T_1 je transformátor magnetizován jedním směrem a během sepnutí tranzistoru T_2 magnetizován směrem opačným. To znamená, že jádro je magnetizováno střídavě a tedy můžeme využívat celou hysterezní smyčku. Z toho vyplývá, že objem jádra je poloviční, než je tomu u jednočinných zapojení. Účinnost těchto zdrojů se pohybuje nad 80 % a používají se do výkonů 250 W.



Obr. 1.12 Dvojčinný měnič a) sepnutý tranzistor T_1 , b) sepnutý tranzistor T_2

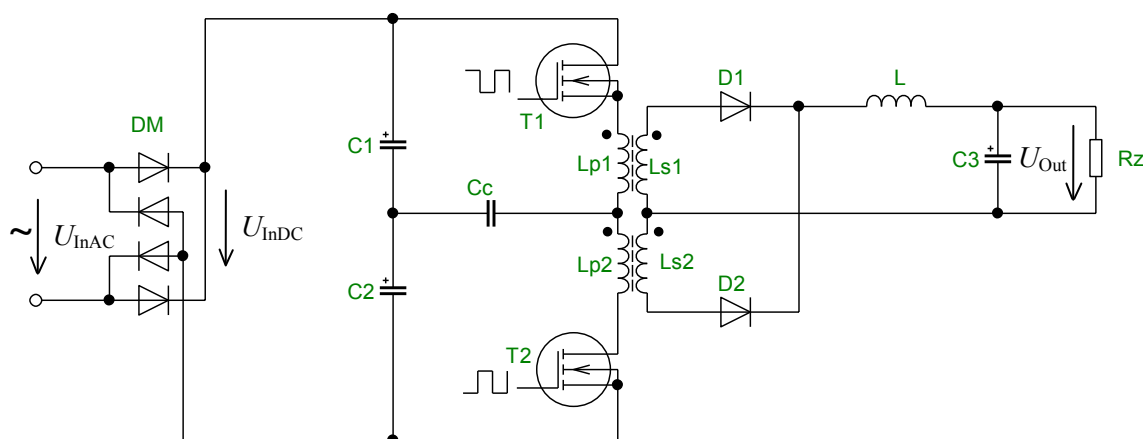
U dvojčinného zdroje už nelze jednoduše definovat šířku střídy t_1 / t_2 , jelikož tranzistory jsou spínány střídavě. Dochází mezi pulzy k prodlevě neboli takzvanému dead time t_D , což je doba kdy není spínán ani jeden tranzistor. Spínací pulzy jsou znázorněny na obr. 1.13.



Obr. 1.13 Spínací signály dvojčinného měniče modrá pro T_1 a červená pro T_2

1.1.7 Můstkové zapojení - Polomost (Half-Bridge)

Základní typ polomostu je znázorněn na obr. 1.14. V jedné polovině mostu jsou dva tranzistory T_1 a T_2 a druhá část je tvořena dvěma kondenzátory C_1 a C_2 . I zde je symetrické primární vinutí transformátoru a v diagonále polomostu je zapojen bipolární kondenzátor C_C o velké kapacitě. Výhoda tohoto zapojení je v tom, že část impulzního proudu je kryta pomocí vybíjecích a nabíjecích kondenzátorů C_1 a C_2 , tím pádem tento proud nemusí pokrývat zdroj stejnosměrného napětí U_{InDC} .

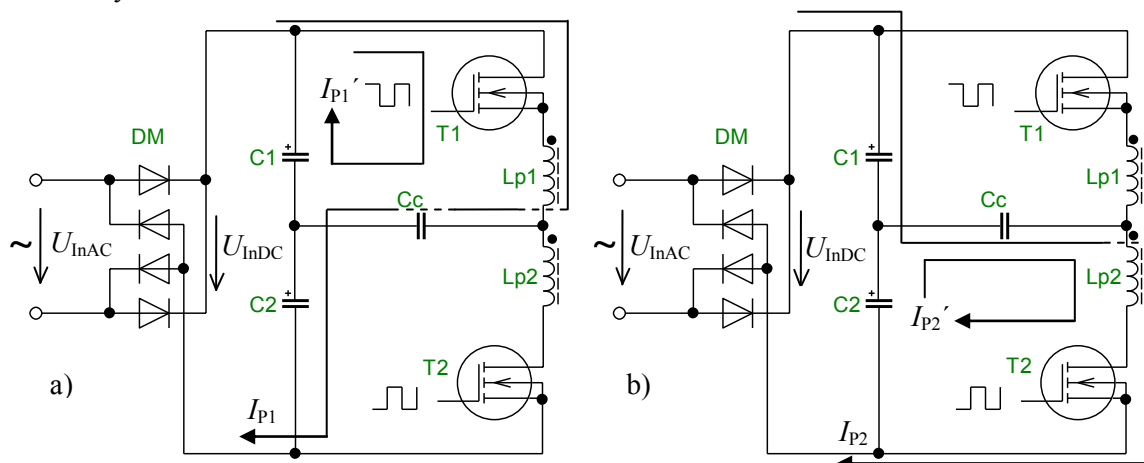


Obr. 1.14 Základní zapojení polomostu

Dále se budeme věnovat jen primární straně zdroje, jelikož sekundární část pracuje shodně jako u zdroje Push-Pull. Budeme předpokládat, že první sepne horní tranzistor T_1 v době t_1 , a kondenzátor C_1 bude nabitý. Proud I_{P1} tedy protéká od kladné svorky vstupního napětí U_{InDC} přes primární vinutí L_{P1} , tranzistorem T_1 , dále kondenzátory C_C a C_2 do záporné svorky vstupního napětí U_{InDC} . Během tohoto cyklu klesá vstupní stejnosměrné napětí U_{InDC} zatěžovacím proudem I_{P1} . Z toho vyplývá, že kondenzátor C_1 dodává proud I_{P1}' do obvodu, přičemž se vybíjí, aby jeho napětí také

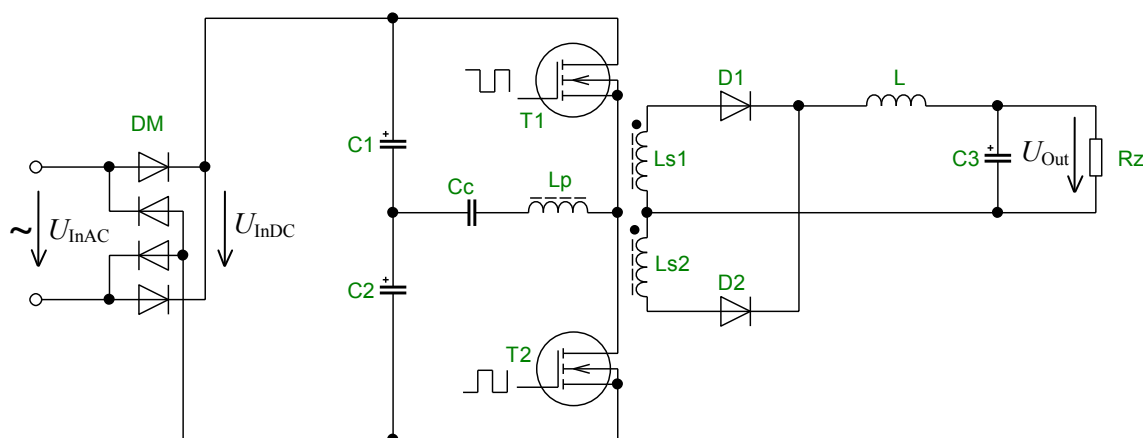
kleslo v souladu s poklesem vstupního napětí U_{InDC} . Současně proud I_{P1} dobíjí kondenzátor C_2 , na němž napětí roste. Jinak řečeno náboj kondenzátoru C_1 se přenáší do kondenzátoru C_2 . Jednoznačně můžeme říci, že na konci doby t_1 sepnutého tranzistoru T_1 je kondenzátor C_1 téměř vybit a kondenzátor C_2 plně nabit. Tento proces je znázorněn na obr. 1.15a. Totožný proces se odehrává při sepnutí tranzistoru T_2 v době t_2 . Proud I_{P2} protéká přes kondenzátor C_1 , který se nabíjí, dále přes kondenzátor C_C tranzistorem T_2 , zpět do zdroje napětí U_{InDC} . I zde je proud I_{P2} zvyšován vybíjecím proudem I_{P2}' z kondenzátoru C_2 , na němž klesá napětí. Na konci doby t_2 sepnutého tranzistoru T_2 je kondenzátor C_1 nabit a kondenzátor C_2 téměř vybit. Tento proces je znázorněn na obr. 1.15b.

Kondenzátor C_C musí mít poměrně vysokou kapacitu, především proto, aby na něm nedocházelo k velkým ztrátám kvůli přebíjení z jedné polaroty na druhou. Navíc si musíme uvědomit, že na kondenzátoru C_C se nachází napětí obou polarit, takže nemůžeme použít běžné elektrolytické kondenzátory.



Obr. 1.15 Dvojcestný polomost a) sepnut tranzistor T_1 , b) sepnut tranzistor T_2

Nevýhodou tohoto zapojení je, že má dvě primární vinutí L_{P1} a L_{P2} . Můžeme modifikovat toto zapojení tím, že budeme mít jedno primární vinutí L_P , které zapojíme do úhlopříčky mostu s kondenzátorem C_C . Schéma zapojení je znázorněno na obr. 1.16. I zde jsou použity kondenzátory C_1 a C_2 , které plní stejnou funkci jako u předchozího typu zapojení.

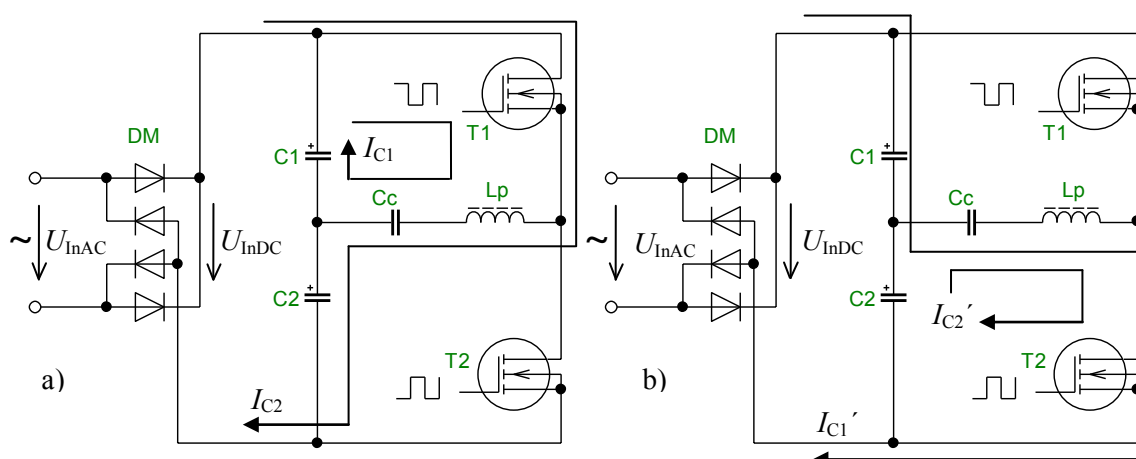


Obr. 1.16 Polomost s jedním primárním vinutím

Tranzistory T_1 a T_2 se spínají střídavě, to můžeme vidět na obr. 1.17. Protékající proudy během jednotlivých spínání mají tvar:

$$I_{P1} = I_{C1} + I_{C2} \quad [A] \quad (4)$$

$$I_{P2} = I_{C1}' + I_{C2}' \quad [A] \quad (5)$$

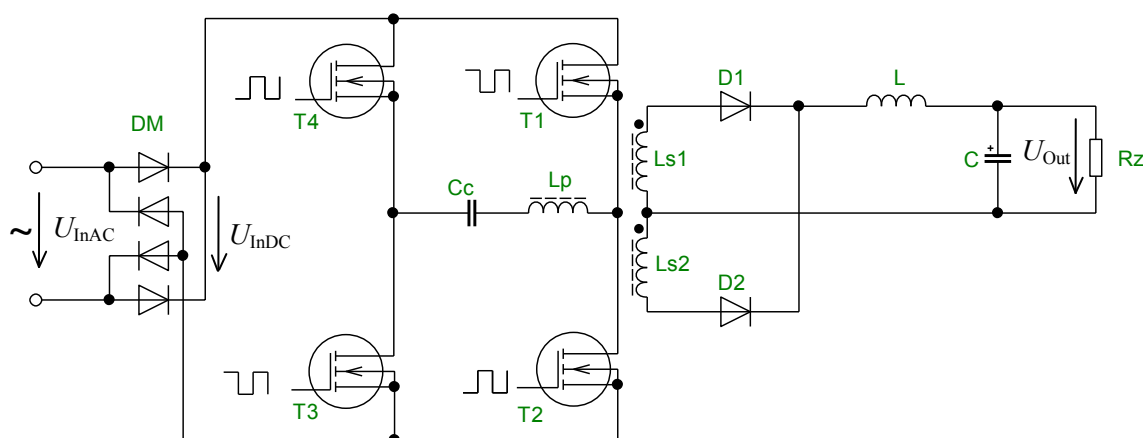


Obr. 1.17 Dvojcestný polomost s jedním primárním vinutím a) sepnut tranzistor T_1 , b) sepnut tranzistor T_2

Jelikož tranzistory spínají střídavě, nikdy nesmí nastat, aby se střídala rovnala 100 %, protože by byly oba tranzistory sepnuty a to by vedlo ke zkratu zdroje. Spínací pulzy jsou stejné jako u dvojčinného zapojení zobrazeny na obr. 1.13. Spínané zdroje typu polomost se používají pro výkony až 500 W a dosahují účinnosti nad 80 %.

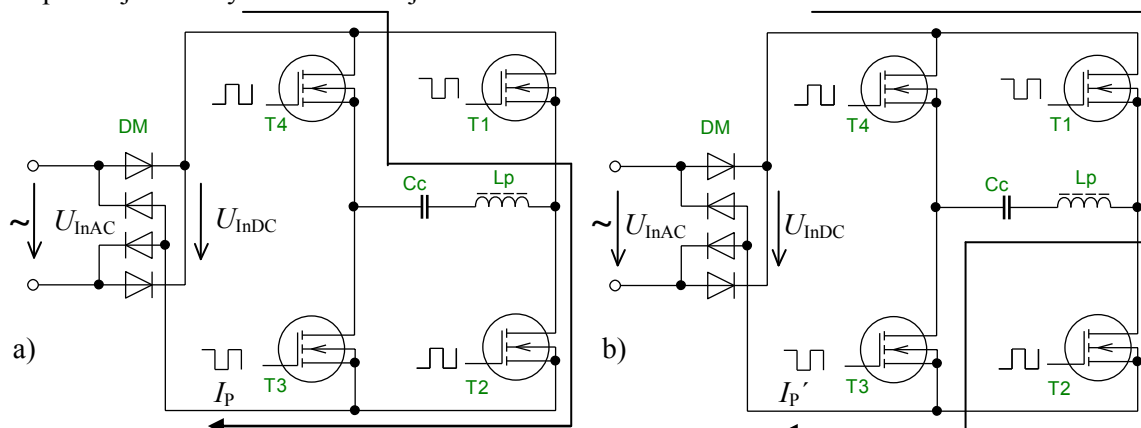
1.1.8 Můstkové zapojení - Plný most (Full-Bridge)

Plný most je hodně podobný polomostu. Jediný rozdíl v konstrukci je nahrazení kondenzátorového děliče C_1 a C_2 o další dva spínací tranzistory T_3 a T_4 . Zapojení tohoto typu je znázorněno na obr. 1.18.



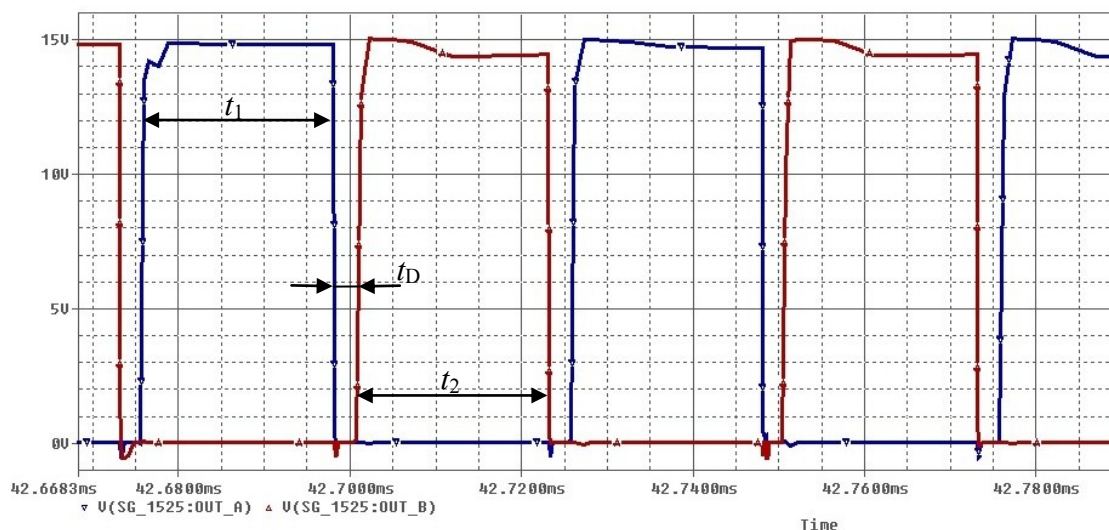
Obr. 1.18 Plný most s jedním primárním vinutím

V první fázi spínají tranzistory T_2 a T_4 v době t_1 . Oba tranzistory sepnou současně a přivádějí celé stejnosměrné napětí U_{InDC} na primární vinutí L_p . Mezi jednotlivými pulzy dojde k dead timu t_D , kdy nespíná ani jeden tranzistor. V čase t_2 spíná dvojice tranzistorů T_1 a T_3 a ty opět vedou celé stejnosměrné napětí U_{InDC} do primárního vinutí L_p . Díky tomu se obrací polarita primárního proudu I_p' na primárním vinutí. Jelikož proud do primárního vinutí L_p je dodáván ze vstupního zdroje U_{InAC} pouze přes sepnuté tranzistory s velmi malým odporem v sepnutém stavu, je zapojení schopné dodávat velmi vysoký výkon do transformátoru a tedy i do zátěže R_Z . Vstupní výkony dosahují hodnot okolo 1 kW. Spínání jednotlivých tranzistorů je na obr. 1.19.



Obr. 1.19 Dvojecenný plný most s jedním primárním vinutím a) sepnut tranzistor T_2 a T_4 , b) sepnut tranzistor T_1 a T_3

Nevýhodou plného mostu je komplikovanější buzení jednotlivých tranzistorů. I zde nesmí být spínací střída 100 %, jinak by došlo k současnému sepnutí všech tranzistorů a to by vedlo ke zkratu zdroje. Spínací pulzy jsou znázorněny na obr. 1.20.



Obr. 1.20 Spínací signály plný mostu modrá pro T_2 a T_4 a červená pro T_1 a T_3

2 Návrh spínaných zdrojů a detailní popis jednotlivých částí obvodu

V této části budou vysvětleny navržené modely spínaných zdrojů, které byly simulovány v prostředí OrCAD/PSpice. Je třeba uvést, že následující výpočty jsou pouze orientační. Simulace byly navrženy tak, aby uživatel nemusel po každé změně vstupního napětí U_{InAC} či spínací frekvence f_{sw} stále přepočítávat všechny hodnoty obvodových prvků, program to udělá za něj sám. V simulacích si můžeme libovolně měnit vstupní napětí U_{InAC} , spínací frekvenci f_{sw} a dokonce u dvojčinného měniče lze měnit i dead time t_{D} .

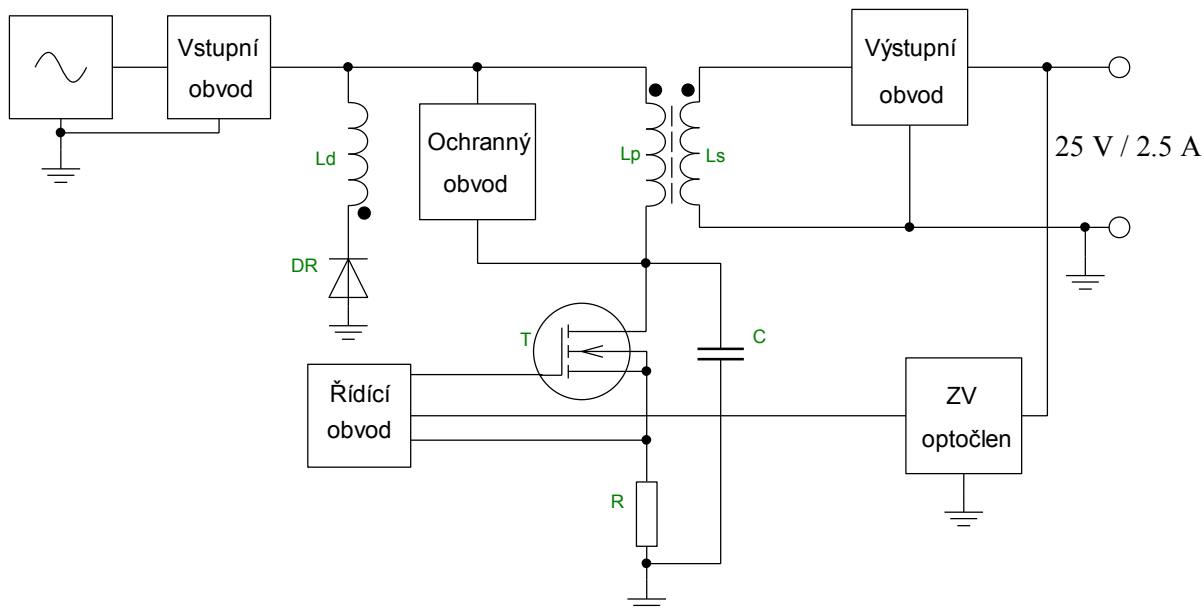
2.1 Propustný spínaný zdroj

Parametry propustného spínaného zdroje jsou vypsány v tab. 2.1.

Parametry	Hodnota
Vstupní střídavé napětí	230 [V]
Výstupní napětí	25 [V]
Výstupní proud	2.5 [A]
Činitel plnění impulzů	0.45[-]
Spínací kmitočet	20 [kHz]
Účinnost	80 [%]

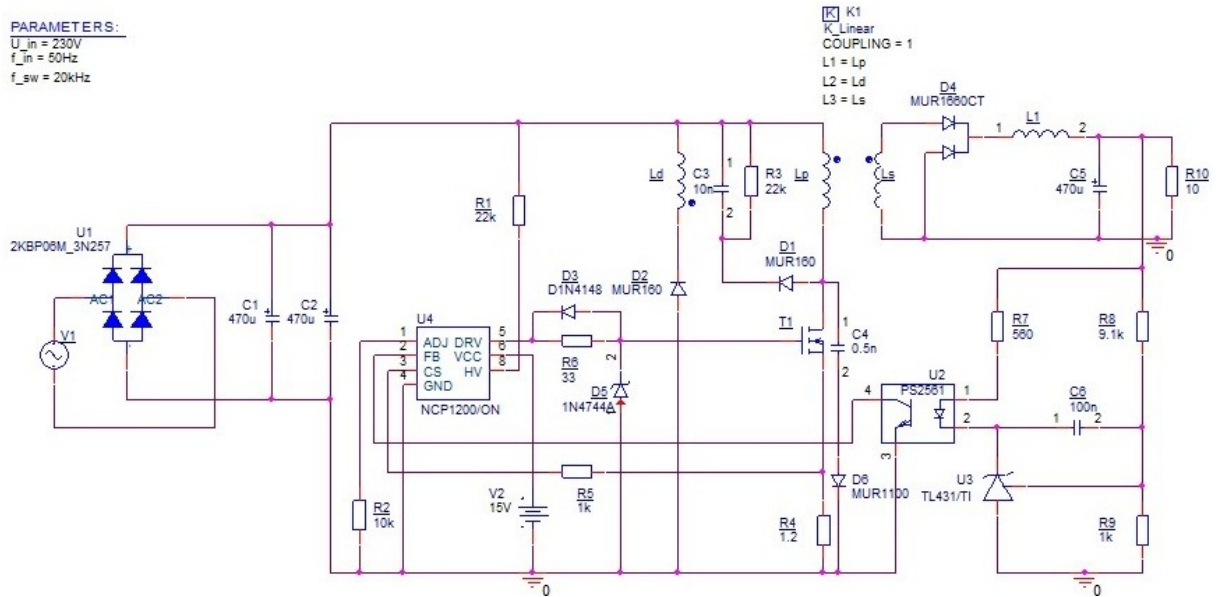
Tab. 2.1 Parametry propustného spínaného zdroje

Koncepce spínaného zdroje je zobrazená na obr. 2.1. A finální model je znázorněn na obr. 2.2.



Obr. 2.1 Blokové schéma navrhovaného propustného zdroje

2. Návrh spínaných zdrojů a detailní popis jednotlivých částí obvodu



Obr. 2.2 Model propustného měniče

2.1.1 Vstupní obvod

Jednou z hlavních částí obvodu je usměrňovač. Vstupní napětí U_{InAC} je usměrněno pomocí Graetzova dvoucestného můstku DM. Je tedy nutné vypočítat vstupní proud I_{In} , který bude protékat obvodem, abychom mohli zvolit vhodný usměrňovač:

$$P_{Out} = U_{Out} \cdot I_{Out} = 25 \cdot 2.5 = 62.5 \text{ W} \quad (6)$$

P_{Out} , U_{Out} , I_{Out} je výkon, napětí a proud na výstupu zdroje. Uvažujeme, že účinník $\cos\varphi = 0.65$ a účinnost zdroje bude $\eta = 80\%$. Z toho vyplývá, že vstupní výkon bude:

$$P_{In} = \frac{P_{Out}}{\eta} = \frac{62.5}{0.8} = 78.125 \text{ W} \quad (7)$$

Poté vypočteme zdánlivý výkon S :

$$S = \frac{P_{In}}{\cos\varphi} = \frac{78.125}{0.65} = 120.2 \text{ VA} \quad (8)$$

Díky těmto výpočtům vypočteme vstupní proud I_{In} , který protéká vstupním obvodem:

$$I_{In} = \frac{S}{U_{InAC}} = \frac{120.2}{230} = 0.52 \text{ A} \quad (9)$$

S přihlédnutím na vstupní proud I_{In} a vstupní napětí U_{InAC} byl zvolen diodový můstek 2KBP06M_3N257, který snese maximální proud 2 A, a špičkové napětí 600 V.

Dále je nutné vypočítat hodnotu vyhlazovacího kondenzátoru C_1 . Energie dodávána do kondenzátoru se vypočte dosazením do (10), kde f je kmitočet napájecí sítě.

$$E_{C1} = \frac{P_{Out}}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{62.5}{2 \cdot 50 \cdot 0.8} = 0.78 \text{ Ws} \quad (10)$$

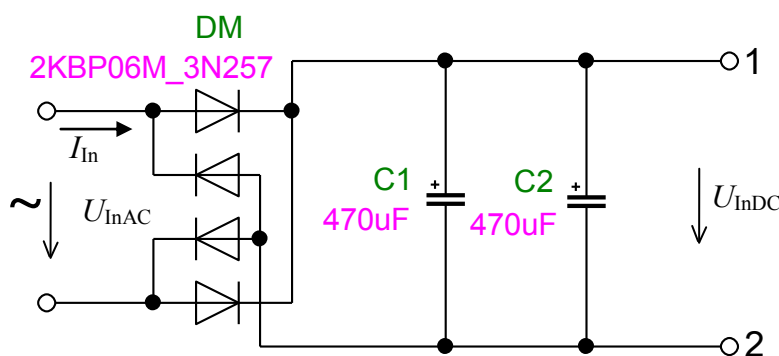
Musíme vypočítat usměrněné napětí, které poteče do kondenzátoru:

$$U_{InDC} = \sqrt{2} \cdot U_{InAC} = \sqrt{2} \cdot 230 = 325 \text{ V} \quad (11)$$

Díky této hodnotě můžeme vypočítat kapacitu kondenzátoru C_1 :

$$C_1 = \frac{2 \cdot E_{C1}}{U_{InDC}^2 - (0.85 \cdot U_{InDC})^2} = \frac{2 \cdot 0.78}{325^2 - (0.85 \cdot 325)^2} = 53.2 \text{ } \mu\text{F} \quad (12)$$

Pro lepší filtraci byly, zvoleny dva kondenzátory zapojené paralelně o velikosti 470 μF . V zapojení jsou znázorněny C_1 a C_2 . Vstupní část obvodu je na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Zapojení vstupního obvodu

2.1.2 Výstupní obvod

Jak už víme v okamžiku sepnutí tranzistoru, teče současně primárním tak i sekundárním vinutím proud i napětí. Toto napětí se usměrní přes diodu D_4 . Byla použita ultra rychlá dioda typu MUR 1660CT pro maximální propustný proud 16 A a maximální závěrné napětí 600 V. Tento typ je ideální pro zapojení propustného zdroje, jelikož v jednom pouzdře se nachází dvě diody. Jedna vede během sepnutí tranzistoru v čase t_1 a druhá vede během rozepnutí tranzistoru v době t_2 . Napětí a proud, který proteče usměrňovačem, je třeba vyfiltrovat a vyhladit. K tomu slouží filtr L_1C_5 .

$$p = \frac{U_{InDC} \cdot \delta}{U_{Out}} \cdot \eta = \frac{325 \cdot 0.45}{25} \cdot 0.8 = 4.68 \quad (13)$$

Kde p je poměr tranzistoru a δ činitel plnění pulzů. Zvlnění na tlumivce se vypočte podle vztahu:

$$\Delta I_{L1} = 0.4 \cdot I_{Out} = 0.4 \cdot 2.5 = 1 \text{ A} \quad (14)$$

Když známe všechny parametry, můžeme vypočítat indukčnost tlumivky L_1 , která se vypočte:

$$L_1 = \frac{\frac{U_{InDC}}{p} - U_{Out} \cdot 1.25}{\Delta I_{L1}} \cdot \delta \cdot T = \frac{\frac{325}{4.68} - 25 \cdot 1.25}{1} \cdot 0.45 \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 859 \text{ } \mu\text{H} \quad (15)$$

Vypočteme maximální a minimální proud na tlumivce L_1 :

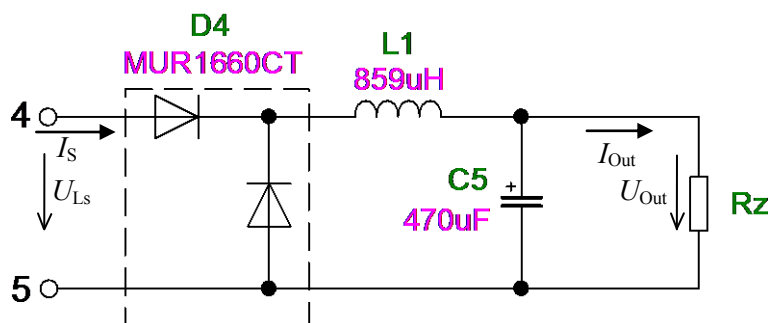
$$I_{L1MAX} = I_{Out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 2.5 + \frac{1}{2} = 3 \text{ A} \quad (16)$$

$$I_{L1MIN} = I_{Out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 2.5 - \frac{1}{2} = 2 \text{ A} \quad (17)$$

Díky tlumivce L_1 jsme schopni vypočítat kapacitu filtračního kondenzátoru C_5 , kde ΔU_{Out} je zvlňené napětí na kondenzátoru, uvažuje se 1 %.

$$C_5 \geq \frac{L_1 \cdot I_{Out}^2}{(U_{Out} + \Delta U_{Out})^2 - U_{Out}^2} = \frac{859 \cdot 10^{-6} \cdot 2.5^2}{(25 + 0.25)^2 - 25^2} = 427 \mu\text{F} \quad (18)$$

Byl tedy zvolen kondenzátor o kapacitě 470 μF . Výstupní část obvodu je znázorněná na obr. 2.4.



Obr. 2.4 Zapojení výstupního obvodu

2.1.3 Transformátor

Za prvé je třeba vypočítat poměr transformátoru p . Ten jsme vypočítali podle vztahu (13) $p = 4.68$. Dále si vypočítáme maximální a minimální proud, který bude protékat primární stranou I_P :

$$I_{PMAX} = \frac{I_{LMAX}}{p} = \frac{3}{4.68} = 0.64 \text{ A} \quad (19)$$

$$I_{PMIN} = \frac{I_{LMIN}}{p} = \frac{2}{4.68} = 0.42 \text{ A} \quad (20)$$

Z maximálního proudu na primární straně I_{PMAX} si vypočteme maximální hodnotu magnetizačního proudu I_μ , který se rovná 10 % z maximálního primárního proudu:

$$I_\mu = 0.1 \cdot I_{PMAX} = 0.1 \cdot 0.64 = 0.064 \text{ A} \quad (21)$$

Indukčnost primárního vinutí, vypočteme ze vztahu:

$$L_P = \frac{U_{InDC} \cdot \delta \cdot T}{I_\mu} = \frac{325 \cdot 0.45 \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^3}}{0.064} = 7.31 \text{ mH} \quad (22)$$

Indukčnost demagnetizačního vinutí se rovná indukčnosti primárního vinutí:

$$L_D = L_P = 7.31 \text{ mH} \quad (23)$$

Indukčnost sekundárního vinutí se vypočte ze vztahu:

$$L_S = \frac{L_P}{p^2} = \frac{7.31 \cdot 10^{-3}}{4.68^2} = 333 \mu\text{H} \quad (24)$$

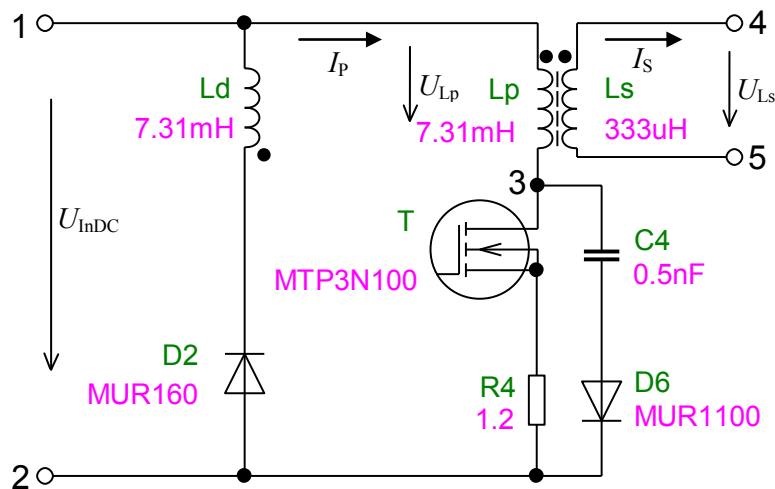
Kondenzátor C_4 v obvodu slouží pro omezení strmosti nárůstu napětí na drainu při zavírání tranzistoru. Jelikož se žádný tranzistor neuzavře okamžitě z důvodu, že přechází z vodivého stavu do nevodivého, proto je nutné připojit k přechodu D-S omezovací člen C_4D_6 . Ten zajistí mnohem pomalejší nárůst napětí. Byla použita super rychlá dioda D_6 typu MUR1100, jejichž maximální propustný proud je 1 A, maximální závěrné napětí 1000 V, a to z důvodu, že při sepnutém stavu tranzistorem protéká až dvojnásobné napětí než je vstupní:

$$C_4 \geq \frac{L_{\text{Leak}}}{(U_{\text{DS}} - U_{\text{InDC}} - p(U_{\text{Out}} + 0.8))^2} \cdot I_{\text{PMAX}}^2 \quad (25)$$

$$C_4 \geq \frac{30 \cdot 10^{-6}}{(580 - 325 - 4.68(25 + 0.8))^2} \cdot 0.64^2 = 0.48 \text{ nF}$$

U_{DS} je napětí mezi drainem a sourcem (hodnota byla zjištěna během simulace), L_{Leak} je předpokládaná rozptylová indukčnost. Pro kondenzátor C_4 byla vybrána kapacita 0.5 nF.

Za tranzistor byl zvolen typ MTP3N100, který má maximální povolený proud na drainu I_D 3 A, a maximální povolené napětí U_{DS} 1000 V. Zapojení transformátoru je zobrazeno na obr. 2.5.



Obr. 2.5 Zapojení transformátoru

2.1.4 Řídící obvod

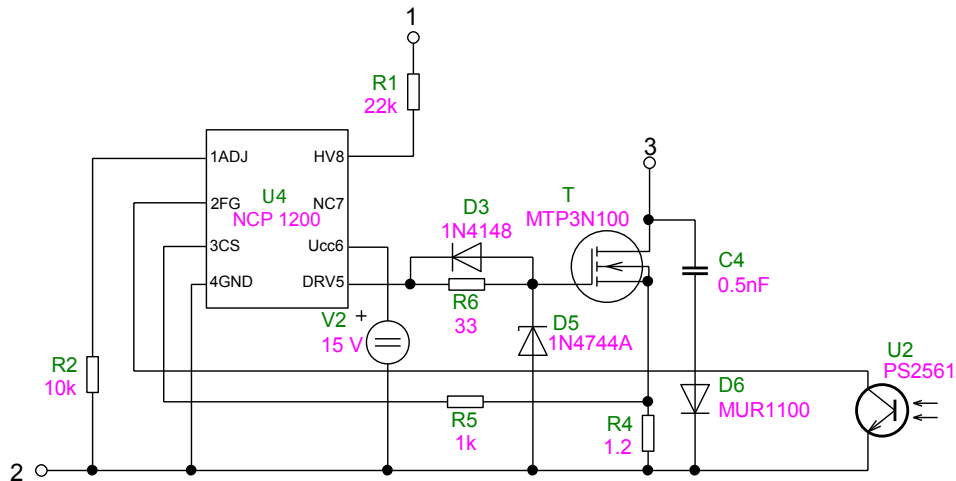
Spínané zdroje k řízení doby spínání využívají integrované řídicí obvody. Pro tento typ zapojení byl zvolen řídicí obvod NCP 1200 od firmy ON Semiconductor. Výhodou tohoto řídicího obvodu je to, že nepotřebuje pomocné napájecí vinutí. Další výhodou simulovaného řídicího obvodu je, že si můžeme zadat libovolný kmitočet spínání. U reálného řídicího obvodu NCP 1200 je možné nastavit jen tři kmitočty a to buď 40 kHz, 60 kHz nebo 100 kHz. Řídící obvod je napájen

stejnoseměrným napětím o hodnotě 15 V do vstup 6. Datasheet tohoto řídicího obvodu nalezneme v použité literatuře [14].

Rezistor R_1 slouží jako ochrana před vniknutím napěťových špiček do pinu 8 HV, protože při zapnutí zdroje je nejdříve napájen řídicí obvod rovnou z usměrňovače. Pro lepší buzení gaitu, aby nedocházelo k poklesu napětí, je v obvodu zapojena Zenerova dioda D_5 s napětím 15 V. Pro stabilitu a tlumení zákmitu, které by mohly poškodit tranzistor je v obvodu zapojena dioda D_3 a rezistor R_6 . Řídicí obvod dokáže snímat a měřit proud primárním obvodem vstup 3 CS a to pomocí rezistoru R_4 . Ten se vypočte pomocí vztahu:

$$R_4 = \frac{U_{I_{\text{sense}}}}{I_{\text{P}_{\text{MAX}}}} = \frac{1}{0.64} = 1.2 \, \Omega \quad (26)$$

$U_{I_{\text{sense}}}$ je maximální napětí na vstupu 3 integrovaného obvodu. Tato hodnota by pro správnou funkci neměla překročit 1 V. Hodnotu maximálního napětí nalezneme v datasheetu [14]. Zapojení řídicího obvodu je znázorněno na obr. 2.6.



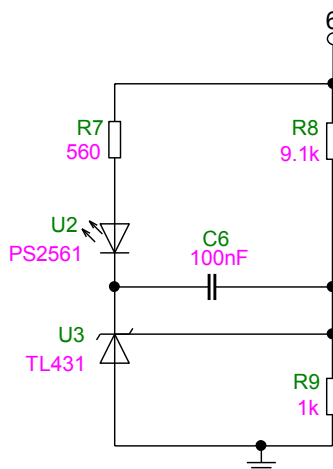
Obr. 2.6 Zapojení řídicího obvodu

2.1.5 Zpětná vazba

Hlavní funkcí zpětné vazby je stabilita výstupního napětí. Zvýší-li se výstupní napětí spínaného zdroje, zvýší se také napětí na řídicím vstupu obvodu TL431. Díky tomu se zvýší proud na LED diodě v optočlenu a následně se fototranzistor více otevře. Během této změny se zvýší proud na vstupu FB u řídicího obvodu. Ten poté upraví spínání tranzistoru. Pomocí děliče tvořený rezistory R_8 a R_9 dosáhneme požadovaného referenčního napětí 2.5 V, při výstupním napětí 25 V

$$U_{\text{out}} = U_{\text{Ref}} \cdot \left(1 + \frac{R_8}{R_9}\right) = 2.5 \cdot \left(1 + \frac{9100}{1000}\right) = 25.25 \, \text{V} \quad (27)$$

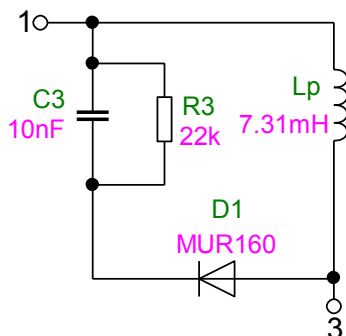
Rezistor R_7 udává zisk zpětnovazební smyčky a zároveň slouží k nastavení proudu LED diody v optočlenu. Frekvenční stabilitu obvodu TL431 zajišťuje kondenzátor C_6 . Zpětnovazební obvod je znázorněn na obr. 2.7.



Obr. 2.7 Zpětnovazební obvod

2.1.6 Ochranný obvod

Tento obvod chrání spínaný tranzistor před proražením, napětím, které se naindukuje na primárním vinutím L_p , a také pro omezení napěťových špiček. Zde je potřeba použít co nejrychlejší diodu, aby stihla reagovat na napěťové pulzy. Byla zvolena dioda typu MUR 160, která má zotavovací dobu 35 ns. Ochranný obvod je znázorněn na obr. 2.8.



Obr. 2.8 Ochranný obvod

2.2 Blokovací spínaný zdroj

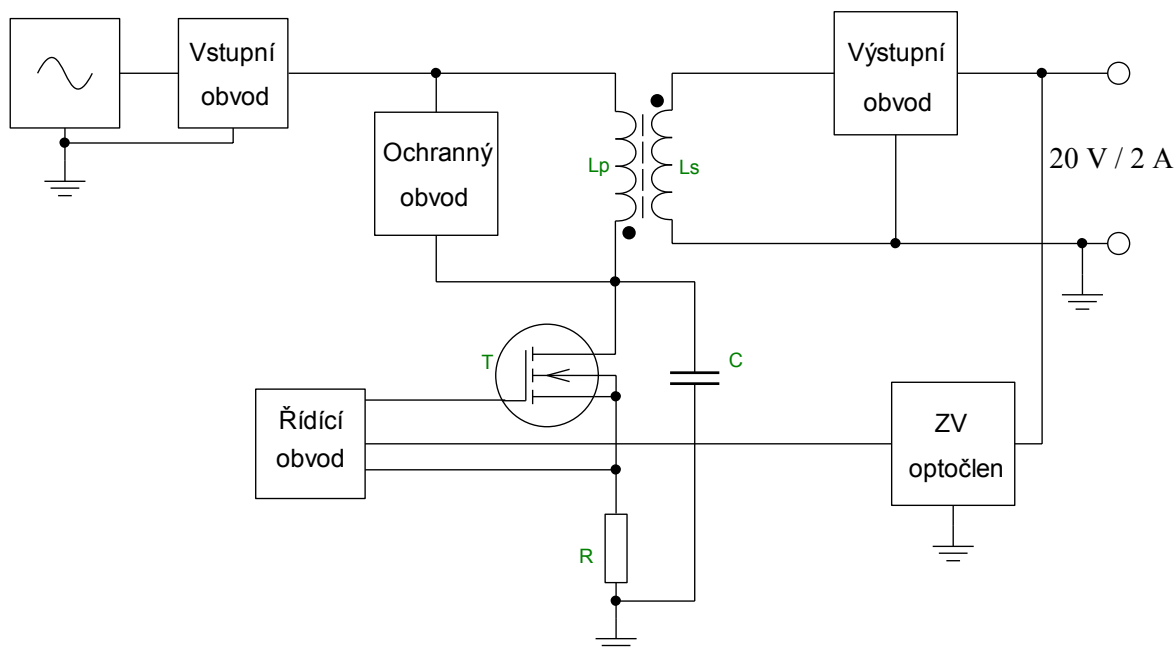
Parametry blokovacího spínaného zdroje jsou vypsány v tab. 2.2.

Parametry	Hodnota
Vstupní střídavé napětí	230 [V]
Výstupní napětí	20 [V]
Výstupní proud	2 [A]
Činitel plnění impulzů	0.45[-]
Spínací kmitočet	20 [kHz]
Účinnost	80 [%]

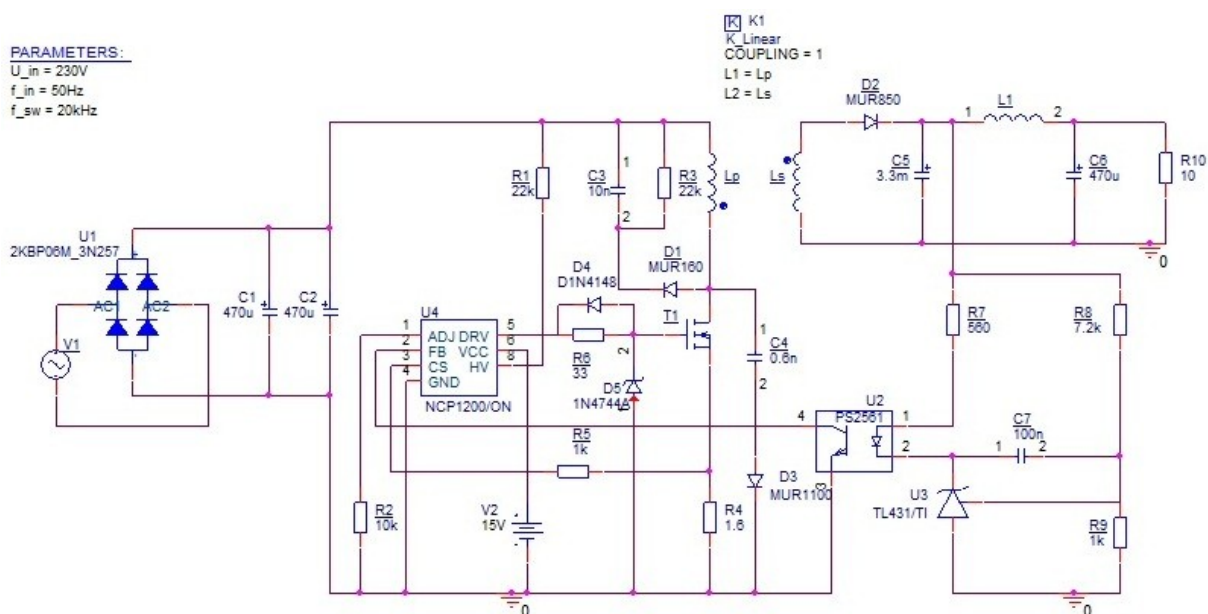
Tab. 2.2 Parametry blokovacího spínaného zdroje

2. Návrh spínaných zdrojů a detailní popis jednotlivých částí obvodu

Blokové schéma navrhovaného spínaného zdroje je zobrazená na obr. 2.9. A konečný model je znázorněn na obr. 2.10.



Obr. 2.9 Blokové schéma navrhovaného blokovacího zdroje



Obr. 2.10 Model blokovacího měniče

2.2.1 Vstupní obvod

Jak u předchozího zapojení i zde je hlavní částí usměrňovač. Pro výpočet vstupního proudu I_{in} , použijeme vzorce (6) až (9), jelikož vstupní obvod je identický. Výstupní výkon je tedy vypočten:

$$P_{\text{Out}} = U_{\text{Out}} \cdot I_{\text{Out}} = 20 \cdot 2 = 40 \text{ W}$$

I zde uvažujeme s účinností zdroje $\eta = 80 \%$ a účínkem $\cos\varphi = 0.65$. Dosadíme do vzorce a vyjde nám vstupní výkon:

$$P_{\text{In}} = \frac{P_{\text{Out}}}{\eta} = \frac{40}{0.8} = 50 \text{ W}$$

Zdánlivý výkon S :

$$S = \frac{P_{\text{In}}}{\cos\varphi} = \frac{50}{0.65} = 76.92 \text{ VA}$$

Poté vypočteme vstupní proud I_{In} , který bude protékat vstupním obvodem:

$$I_{\text{In}} = \frac{S}{U_{\text{InAC}}} = \frac{76.92}{230} = 0.33 \text{ A}$$

S přihlédnutím na vstupní napětí U_{InAC} a vypočteným vstupním proudem I_{In} , byl vybrán diodový můstek 2KBP06M_3N257, který vydrží maximální proud 2 A, a špičkové napětí 600 V.

Dalším krokem je vypočítat hodnotu vyhlazovacího kondenzátoru C_1 . I zde budou použity identické vzorce (10) až (12) jak u předchozího typu zdroje. Energie dodávána do kondenzátoru se vypočte:

$$E_{C1} = \frac{P_{\text{Out}}}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{40}{2 \cdot 50 \cdot 0.8} = 0.5 \text{ Ws}$$

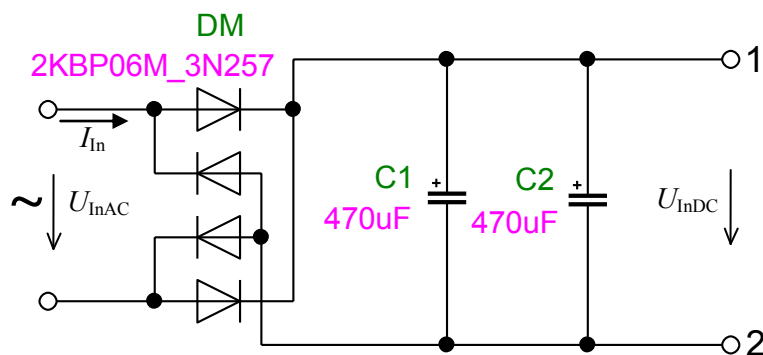
Usměrněné napětí nabývá hodnoty:

$$U_{\text{InDC}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{InAC}} = \sqrt{2} \cdot 230 = 325 \text{ V}$$

Kapacita kondenzátoru C_1 se tedy vypočte:

$$C_1 = \frac{2 \cdot E_{C1}}{U_{\text{InDC}}^2 - (0.85 \cdot U_{\text{InDC}})^2} = \frac{2 \cdot 0.5}{325^2 - (0.85 \cdot 325)^2} = 34 \text{ } \mu\text{F}$$

Pro dokonalejší filtraci byly do obvodu zapojeny dva kondenzátory paralelně o velikosti 470 μF . Jsou označeny C_1 a C_2 . Vstupní část je zobrazena na obr. 2.11.



Obr. 2.11 Zapojení vstupního obvodu

2.2.2 Transformátor

V první řadě je potřeba vypočítat transformátorový poměr p :

$$p = \frac{U_{\text{InDC}} \cdot \delta}{U_{\text{Out}} \cdot (1 - \delta)} = \frac{325 \cdot 0.45}{20 \cdot (1 - 0.45)} = 13.29 \quad (28)$$

Poté vypočteme proud na sekundární straně vinutí I_S :

$$I_S = \frac{I_{\text{Out}}}{(1 - \delta)} \cdot 2 = \frac{2}{(1 - 0.45)} \cdot 2 = 7.27 \text{ A} \quad (29)$$

Díky tomu vypočteme proud na primární straně vinutí I_P :

$$I_P = \frac{I_S}{p} = \frac{7.27}{13.29} = 0.54 \text{ A} \quad (30)$$

Indukčnost primárního vinutí vypočteme ze vztahu:

$$L_P = \frac{U_{\text{InDC}} \cdot \delta \cdot T}{I_P} = \frac{325 \cdot 0.45 \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^3}}{0.54} = 13.54 \text{ mH} \quad (31)$$

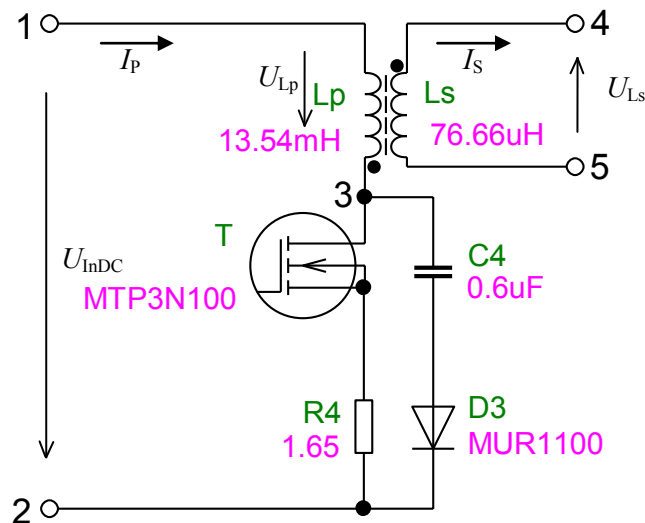
Výpočet indukčnosti sekundárního vinutí se zjistí pomocí vztahu (24):

$$L_S = \frac{L_P}{p^2} = \frac{13.54 \cdot 10^{-3}}{13.29^2} = 76.66 \text{ } \mu\text{H}$$

I zde je kondenzátor C_4 , který v obvodu slouží pro omezení strmosti nárůstu napětí na drainu při zavírání tranzistoru. Proto je tu připojen k přechodu D-S omezovací člen C_4D_3 . Ten zajistí mnohem pomalejší nárůst napětí. Byla použita super rychlá dioda D_3 typu MUR 1100, jejíž maximální závěrné napětí je 1000 V a maximální propustný proud 1 A. Kondenzátor C_4 se vypočítá ze stejného vztahu (25) jako u předchozího zapojení:

$$C_4 \geq \frac{30 \cdot 10^{-6}}{(605 - 325 - 13.29(20 + 0.8))^2} \cdot 0.54^2 = 0.6 \text{ } \mu\text{F}$$

Pro kondenzátor C_4 byla zvolena kapacita 0.6 μF . Za tranzistor byl i zde vybrán typ MTP3N100, který má maximální povolené napětí U_{DS} 1000 V a maximální proud na drainu I_D 3 A. Zapojení transformátoru je znázorněno na obr. 2.12.



Obr. 2.12 Zapojení transformátoru

2.2.3 Výstupní obvod

Blokovací obvod je charakterizován tím, že během sepnutí se energie akumuluje na primární straně transformátoru a tam zůstává, až při rozepnutí tranzistoru se energie přenáší na sekundární stranu přes diodu D_2 a nabíjí výstupní kondenzátory C_5 a C_6 . Proud, který prochází usměrňovačem, je třeba vyfiltrovat a to pomocí tlumivky L_1 . Indukčnost tlumivky L_1 má stejnou hodnotu jak sekundární vinutí:

$$L_1 = L_S = 76.66 \mu\text{H} \quad (32)$$

Díky vypočtenému sekundárnímu proudu podle vzorce (29), můžeme vybrat vhodnou diodu D_2 . Byla vybrána ultra rychlá dioda typu MUR 850 pro maximální závěrné napětí 500 V a maximální propustný proud 8 A, což je dostačující. Filtrační kondenzátor C_5 vypočteme pomocí:

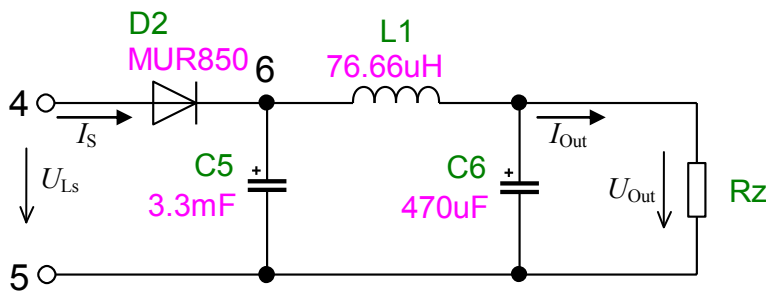
$$C_5 \geq \frac{60 \cdot I_{\text{Out}}}{5 \cdot U_{\text{Out}} \cdot f_{\text{Sw}}} \quad (33)$$

$$C_5 \geq \frac{60 \cdot 2}{5 \cdot 20 \cdot 20 \cdot 10^3} = 60 \mu\text{F}$$

Kondenzátor C_6 pomocí vzorce (18):

$$C_6 \geq \frac{L_1 \cdot I_{\text{Out}}^2}{(U_{\text{Out}} + \Delta U_{\text{Out}})^2 - U_{\text{Out}}^2} = \frac{76.66 \cdot 10^{-6} \cdot 2^2}{(20 + 0.2)^2 - 20^2} = 38 \mu\text{F}$$

U kondenzátoru C_5 volíme kapacitu 3.3 mF pro lepší filtraci. U kondenzátoru C_6 byla zvolena kapacita 470 μF . Výstupní obvod je zobrazen na obr. 2.13.



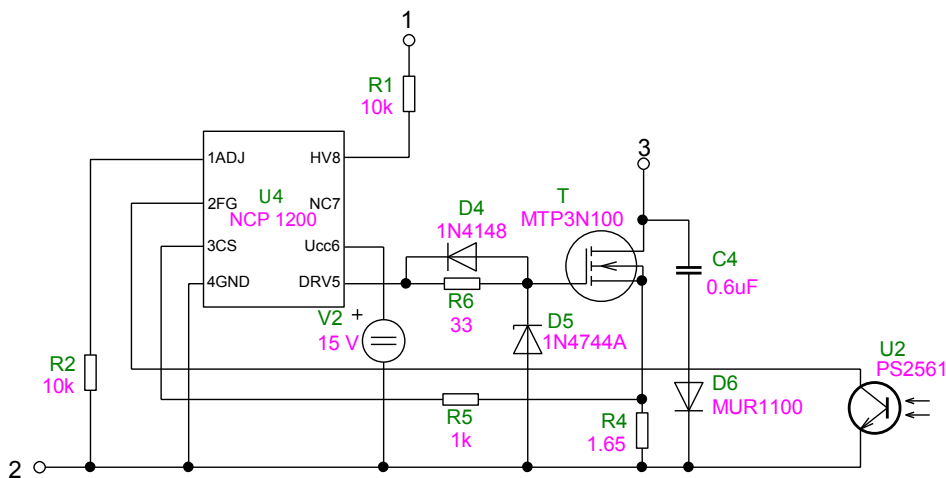
Obr. 2.13 Zapojení výstupního obvodu

2.2.4 Řídicí obvod

V blokovacím zapojení byl použit řídicí obvod NCP 1200. I v tomto obvodu je rezistor R_1 , který slouží jako ochrana vniknutí napěťových špiček do pinu 8 HV. Pro stabilitu a tlumení zákmitu, které by mohly poškodit tranzistor, je tedy v obvodě zapojena dioda D_4 a rezistor R_6 . Jelikož se jedná o stejný řídicí obvod jak v předchozím zapojení, i zde vypočteme rezistor R_4 podle vztahu (26), který snímá a měří proud v primárním obvodu:

$$R_4 = \frac{U_{Isense}}{I_{P_{MAX}}} = \frac{1}{0.54} = 1.65 \Omega$$

Zapojení řídicího obvodu je zobrazené na obr. 2.14.

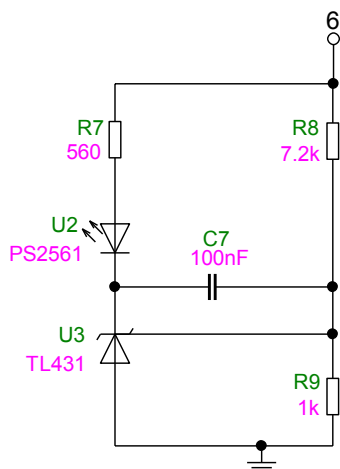


Obr. 2.14 Zapojení řídicího obvodu

2.2.5 Zpětná vazba

Zpětná vazba nám stabilizuje výstupní napětí. Obvod je totožný jako u předchozího zapojení, tedy je zbytečné znovu popisovat jeho funkci. Dělič tvořený rezistory R_8 a R_9 vypočteme podle vztahu (27). Zpětnovazební obvod je zobrazen na obr. 2.15:

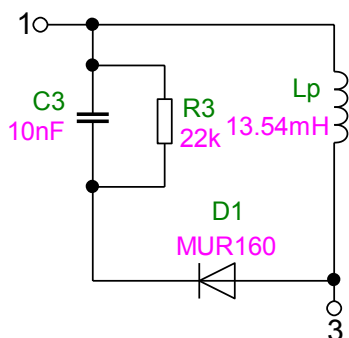
$$U_{Out} = U_{Ref} \cdot \left(1 + \frac{R_8}{R_9}\right) = 2.5 \cdot \left(1 + \frac{7200}{1000}\right) = 20.5 \text{ V}$$



Obr. 2.15 Zpětnovazební obvod

2.2.6 Ochranný obvod

Tento obvod chrání spínaný tranzistor před proražením, napětím, které se naindukuje na primárním vinutím L_p , a také pro omezení napěťových špiček. Zde je potřeba použít co nejrychlejší diodu, aby stihla reagovat na napěťové pulzy. Byla zvolena dioda typu MUR 160, která má zotavovací dobu 35 ns. Ochranný obvod je znázorněn na obr. 2.16.



Obr. 2.16 Ochranný obvod

2.3 Dvojčinný spínaný zdroj

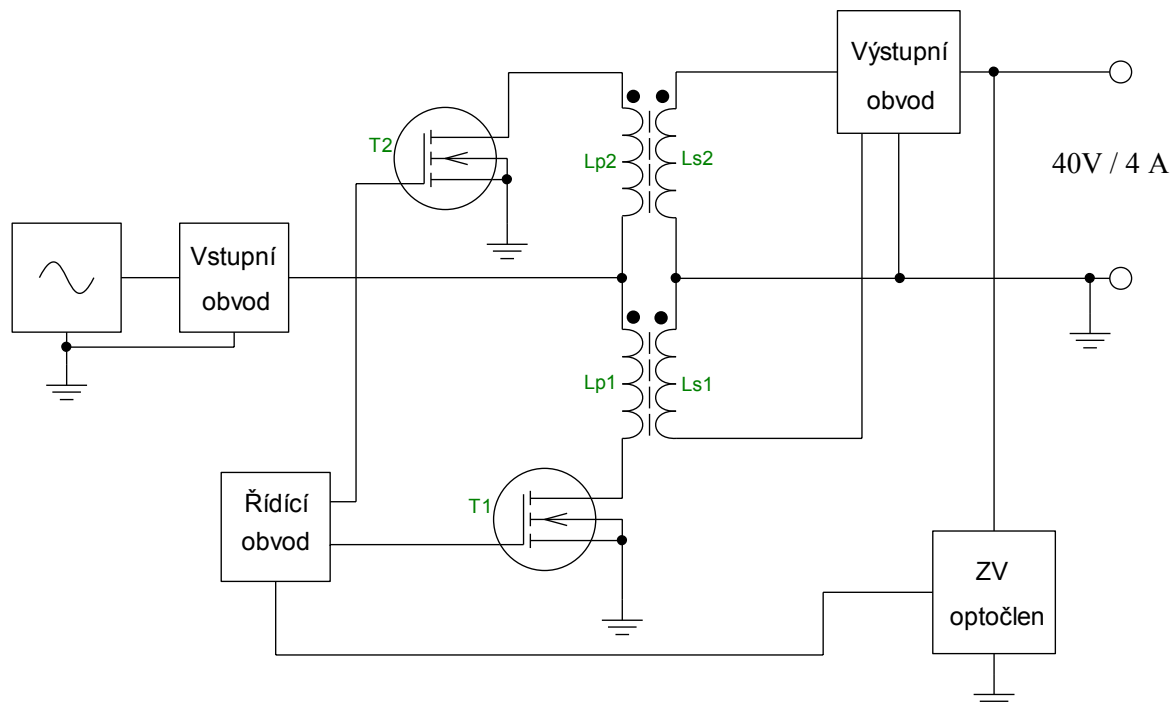
Parametry dvojčinného spínaného zdroje jsou vypsány v tab. 2.3.

Parametry	Hodnota
Vstupní střídavé napětí	230 [V]
Výstupní napětí	40 [V]
Výstupní proud	4 [A]
Činitel plnění impulzů	0.45[-]
Spínací kmitočet	20 [kHz]
Účinnost	80 [%]

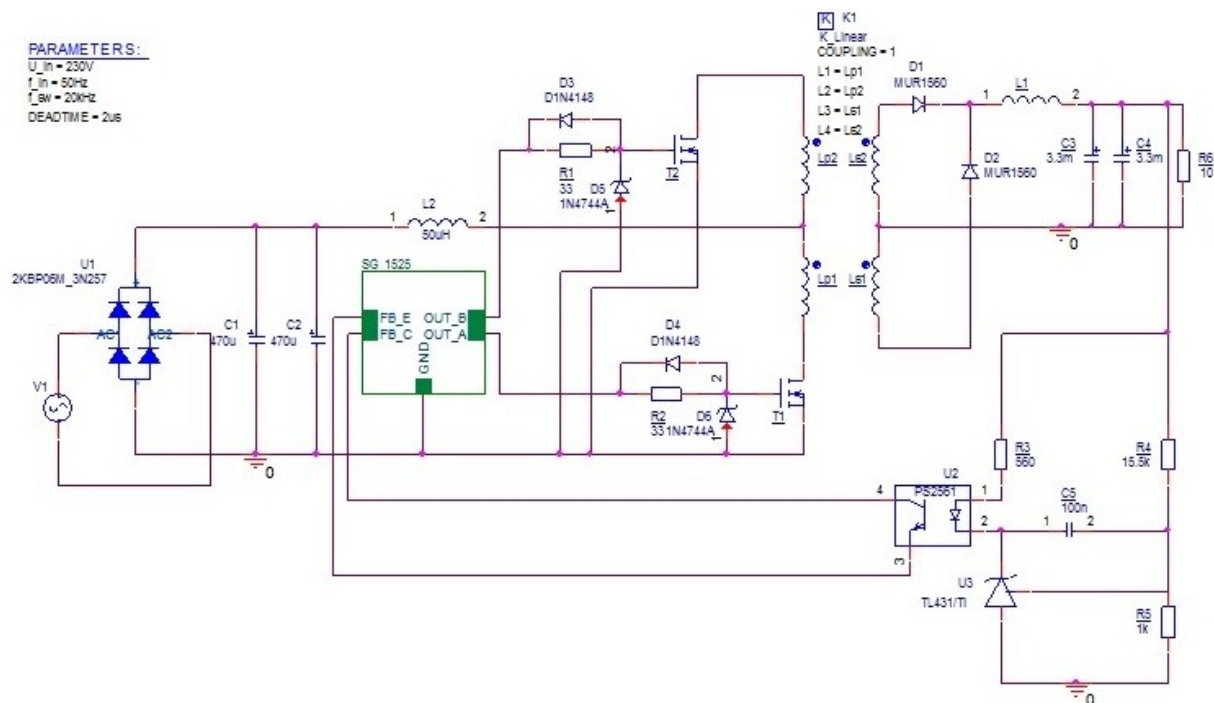
Tab. 2.3 Parametry dvojčinného spínaného zdroje

2. Návrh spínaných zdrojů a detailní popis jednotlivých částí obvodu

Blokové schéma navrhovaného spínaného zdroje je zobrazeno na obr. 2.17, konečný model je znázorněn na obr. 2.18.



Obr. 2.17 Blokové schéma navrhovaného dvojitinného zdroje



Obr. 2.18 Model dvojitinného měniče

2.3.1 Vstupní obvod

Vstupní obvod je totožný jako u předchozích zapojení, základní částí je usměrňovač. Pro výpočet vstupního proudu I_{In} , budou i zde použity vzorce (6) až (9). Výstupní výkon je tedy vypočítán:

$$P_{Out} = U_{Out} \cdot I_{Out} = 40 \cdot 4 = 160 \text{ W}$$

Uvažujeme s účínkem $\cos\varphi = 0.65$ a účinností $\eta = 80 \%$. Dosazením do vzorce nám vyjde vstupní výkon:

$$P_{In} = \frac{P_{Out}}{\eta} = \frac{160}{0.8} = 200 \text{ W}$$

Zdánlivý výkon S :

$$S = \frac{P_{In}}{\cos\varphi} = \frac{200}{0.65} = 307.7 \text{ VA}$$

Vstupní proud I_{In} se vypočte:

$$I_{In} = \frac{S}{U_{InAC}} = \frac{307.7}{230} = 1.33 \text{ A}$$

Byl vybrán totožný diodový můstek jako u předchozích zapojení 2KBP06M_3N257, který vydrží špičkové napětí 600 V a maximální proud 2 A.

Dále vypočteme hodnotu vyhlazovacího kondenzátoru C_1 . Budou použity vzorce (10) až (12) jako u předchozích typů zapojení. Energie dodávána do kondenzátoru tedy vypočítá:

$$E_{C1} = \frac{P_{Out}}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{160}{2 \cdot 50 \cdot 0.8} = 2 \text{ Ws}$$

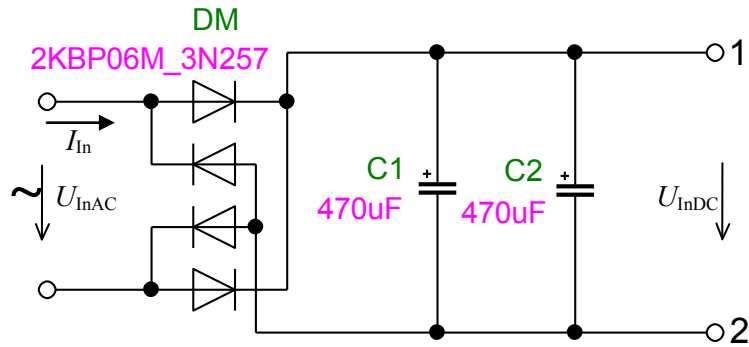
Usměrněnou hodnotu napětí vypočítáme:

$$U_{InDC} = \sqrt{2} \cdot U_{InAC} = \sqrt{2} \cdot 230 = 325 \text{ V}$$

Kapacitu kondenzátoru C_1 vypočítáme:

$$C_1 = \frac{2 \cdot E_{C1}}{U_{InDC}^2 - (0.85 \cdot U_{InDC})^2} = \frac{2 \cdot 2}{325^2 - (0.85 \cdot 325)^2} = 136 \text{ }\mu\text{F}$$

Pro lepší filtraci byly do obvodu zapojeny dva kondenzátory paralelně o velikosti 470 μF . V obvodu jsou označeny C_1 a C_2 . Vstupní obvod je zobrazena na obr. 2.19.



Obr. 2.19 Zapojení vstupního obvodu

2.3.2 Výstupní obvod

Dvojčinný obvod je charakterizován tím, že obsahuje symetrické vinutí transformátoru. Na jeho výstupu se použít dvoucestný usměrňovač D_1 a D_2 . Byly použity ultra rychlé diody typu MUR 1560 pro maximální závěrné napětí 600 V a maximální propustné napětí 15 A. Díky tomu je výkon přenášen v každé půlperiodě jednou diodou. Proud a napětí, který proteče usměrňovačem, je třeba vyfiltrovat a vyhladit. K tomu slouží filtr $L_1C_3C_4$. Nejdříve vypočteme transformátorový poměr p :

$$p = \frac{U_{InDC}}{U_{Out}} \cdot 2\delta = \frac{325}{40} \cdot 2 \cdot 0.45 = 7.31 \quad (34)$$

Zvlnění na tlumivce L_1 , se vypočte pomocí vztahu:

$$\Delta I_{L1} = 0.2 \cdot I_{Out} = 0.2 \cdot 4 = 0.8 \text{ A} \quad (35)$$

Ted' když známe všechny parametry, můžeme vypočítat indukčnost tlumivky L_1 , která se vypočítá:

$$L_1 = \frac{\frac{U_{InDC}}{p} - U_{Out} \cdot 1.04}{\Delta I_{L1}} \cdot \delta \cdot T = \frac{\frac{325}{7.31} - 40 \cdot 1.04}{0.8} \cdot 0.45 \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 80 \text{ } \mu\text{H} \quad (36)$$

Poté si vypočteme maximální a minimální proud na tlumivce L_1 podle vztahu (16) a (17):

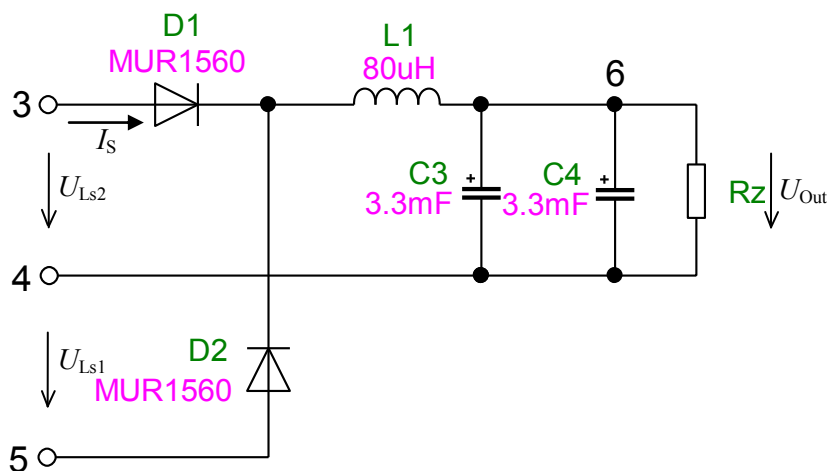
$$I_{L1MAX} = I_{Out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 4 + \frac{0.8}{2} = 4.4 \text{ A}$$

$$I_{L1MIN} = I_{Out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 4 - \frac{0.8}{2} = 3.6 \text{ A}$$

Jelikož známe indukčnost tlumivky L_1 , jsme schopni vypočítat kapacitu filtračního kondenzátoru C_3 a C_4 podle vzorce (18):

$$C_3 \geq \frac{L_1 \cdot I_{Out}^2}{(U_{Out} + \Delta U_{Out})^2 - U_{Out}^2} = \frac{80 \cdot 10^{-6} \cdot 4^2}{(40 + 0.4)^2 - 40^2} = 40 \text{ } \mu\text{F}$$

Pro lepší filtraci byly do obvodu zapojeny dva kondenzátory paralelně za sebou o velikosti 3.3 mF. V obvodu jsou označeny C_3 a C_4 . Výstupní obvod je zobrazen na obr. 2.20.



Obr. 2.20 Zapojení výstupního obvodu

2.3.3 Transformátor

V první řadě je třeba vypočítat poměr transformátoru p . Ten jsme si vypočítali podle vztahu (34) $p = 7.31$. Podle vztahu (37) vypočteme indukčnost sekundárního vinutí:

$$L_S = 4 \cdot L_1 = 4 \cdot 80 \cdot 10^{-6} = 320 \mu\text{H} \quad (37)$$

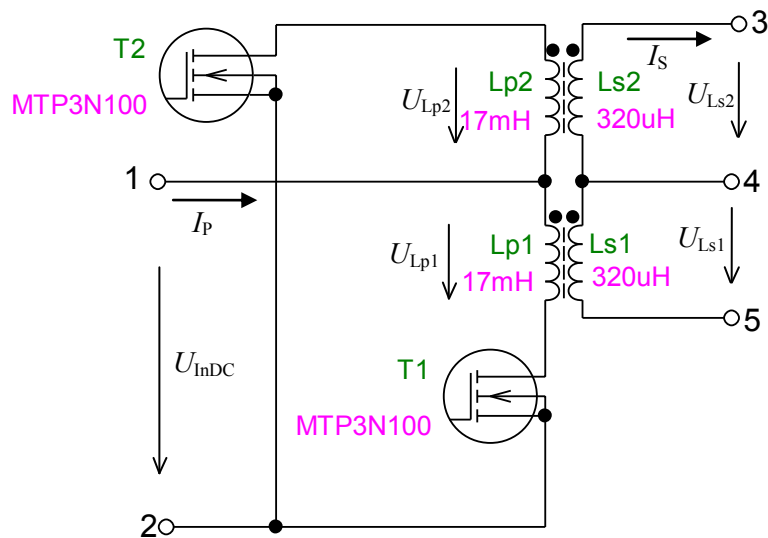
Díky tomu vypočteme indukčnost na primárním vinutí:

$$L_P = p^2 \cdot L_S = 7.31^2 \cdot 320 \cdot 10^{-6} = 17 \text{ mH} \quad (38)$$

Jelikož známe indukčnost primárního vinutí, můžeme vypočítat hodnotu magnetizačního proudu I_μ :

$$I_\mu = \frac{U_{\text{InDC}} \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot L_P} = \frac{325 \cdot 0.45 \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^3}}{2 \cdot 17 \cdot 10^{-3}} = 0.21 \text{ A} \quad (39)$$

I tentokrát byly zvoleny tranzistory typu MTP3N100, které mají maximální povolené napětí U_{DS} 1000 V a maximální proud na drainu I_D 3 A. Zapojení transformátoru je znázorněno na obr. 2.21.



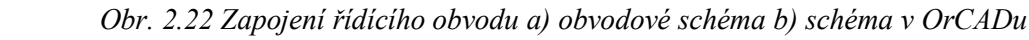
Obr. 2.21 Zapojení transformátoru

2.3.4 Řídicí obvod

Ke spínání dvojčinného zdroje byl použit integrovaný obvod SG 1525 od firmy Microsemi. Výhodou simulovaného řídicího obvodu je, že si můžeme libovolně zadat spínací kmitočet a dead time. U reálného řídicího obvodu SG 1525 je možné nastavit kmitočet pomocí pinu 6 (R_T) umístěním rezistoru o hodnotě 2 k Ω až 150 k Ω , pinu 5 (C_T) umístěním kondenzátoru o hodnotě 1 nF až 0.1 μ F a pinu 7 (R_D) umístěním rezistoru o hodnotě 0 Ω až 500 Ω . Výsledný kmitočet zjistíme pomocí vzorce (40):

$$f_{Sw} = \frac{1}{C_T \cdot (0.7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \quad (40)$$

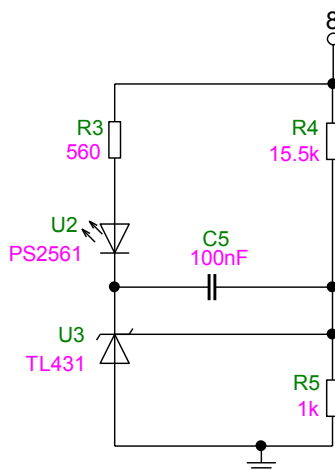
Obvod je napájen stejnosměrným napětím 15 V pin 15 (+ V_{IN}). Datasheet tohoto řídicího obvodu nalezneme v použité literatuře [18]. Obvod je vybaven vnitřním oscilátorem, který se dá nastavit kmitočtem od 100 Hz až do 500 kHz, dále dvěma výstupy pro řízení spínaných tranzistorů, soft-start. Řídicí obvod má vnitřní zdroj referenčního napětí o hodnotě 5.1 V. Toto napětí se porovnává s napětím ze zpětné vazby, a tím se stabilizuje výstupní napětí a zároveň doba spínacích pulzů. I zde jsou dvě Zenerovy diody D_5 a D_6 s napětím 15 V z důvodu, aby nedocházelo k poklesu napětí. Řídicí obvod je znázorněn na obr. 2.22.



2.3.5 Zpětná vazba

I v tomto typu zapojení byla použita totožná zpětná vazba pro stabilitu výstupního napětí. Dělič je tvořen rezistory R_4 a R_5 , hodnoty rezistorů vypočteme dle vzorce (27). Zpěťnovazebný obvod je zobrazen na obr. 2.23.

$$U_{\text{Out}} = U_{\text{Ref}} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) = 2.5 \cdot \left(1 + \frac{15500}{1000}\right) = 41.25 \text{ V}$$

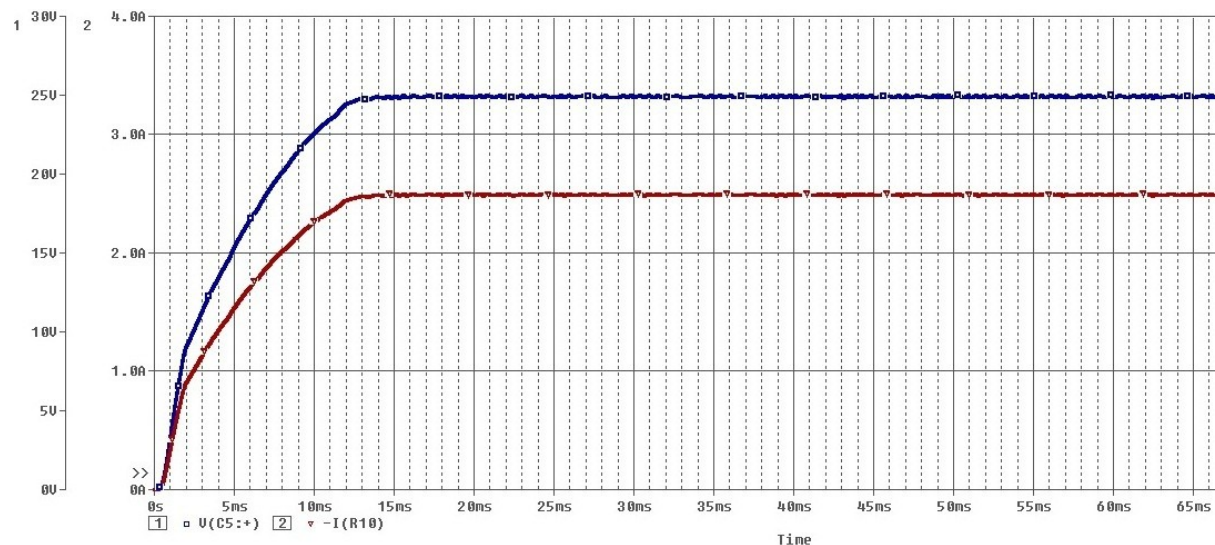


Obr. 2.23 Zpěťnovazebný obvod

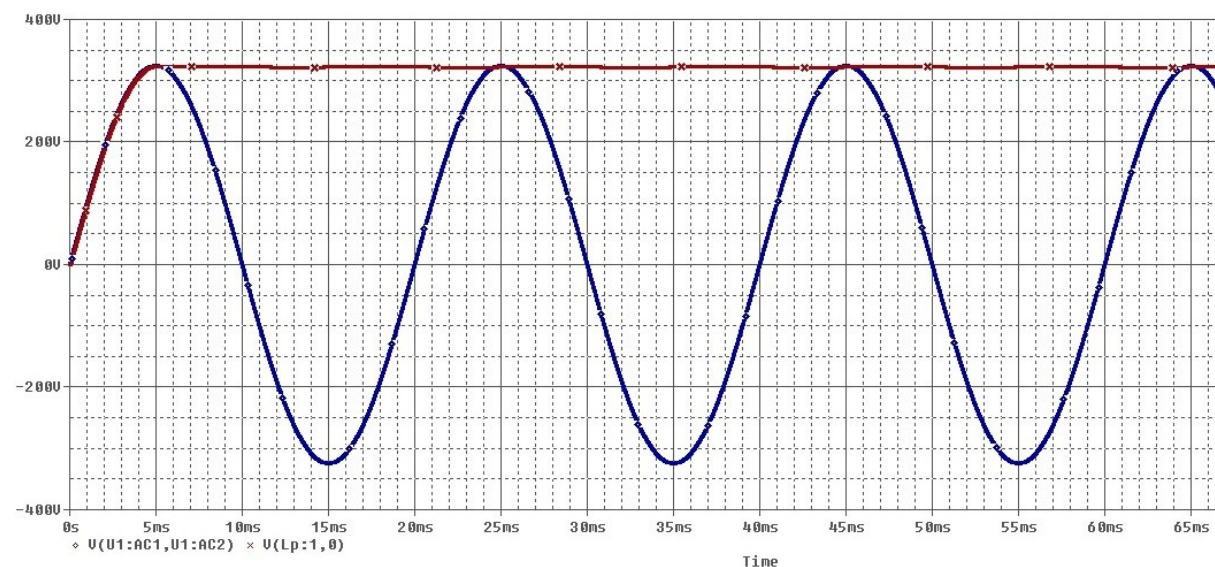
3 Výsledky simulovaných modelů v prostředí OrCAD/PSpice

V této kapitole budou znázorněny veškeré výsledky ze simulací propustného, blokovacího a dvojčinného spínaného zdroje. Vstupní parametry pro simulace byly použity z předchozí kapitoly z tabulek: 2.1, 2.2 a 2.3 pro porovnání vypočtených a naměřených hodnot. Jak už bylo výše zmíněno, obvody byly navrženy tak, že uživatel si může libovolně měnit vstupní parametry a automaticky se veškeré obvodové prvky přepočtou.

3.1 Propustný spínaný zdroj

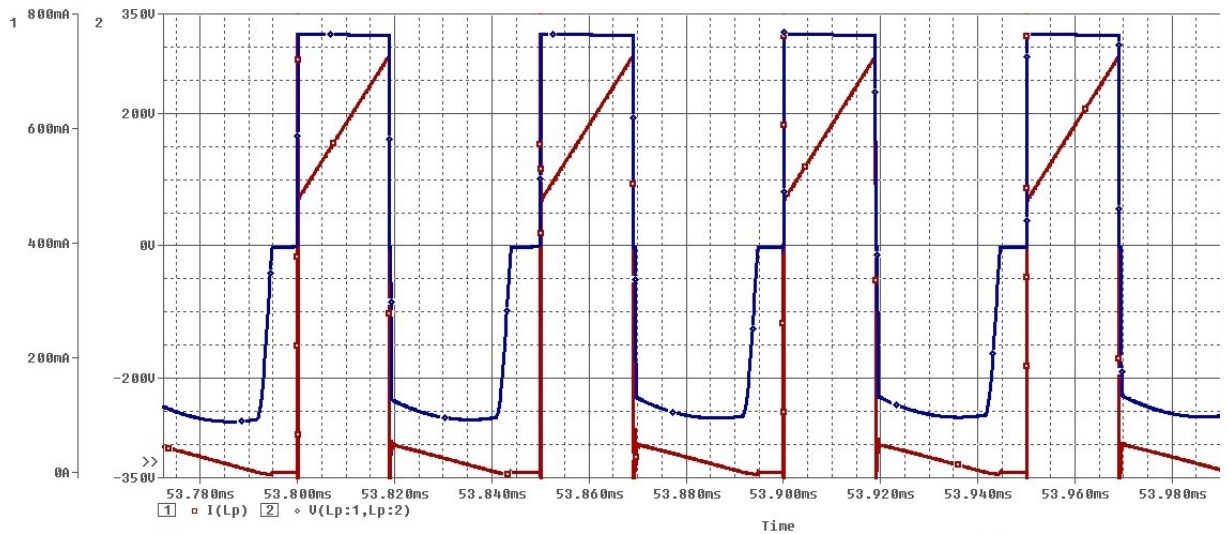


Obr. 3.1 Výstupní napětí 25 V (modrá), výstupní proud 2.5 A (červená)

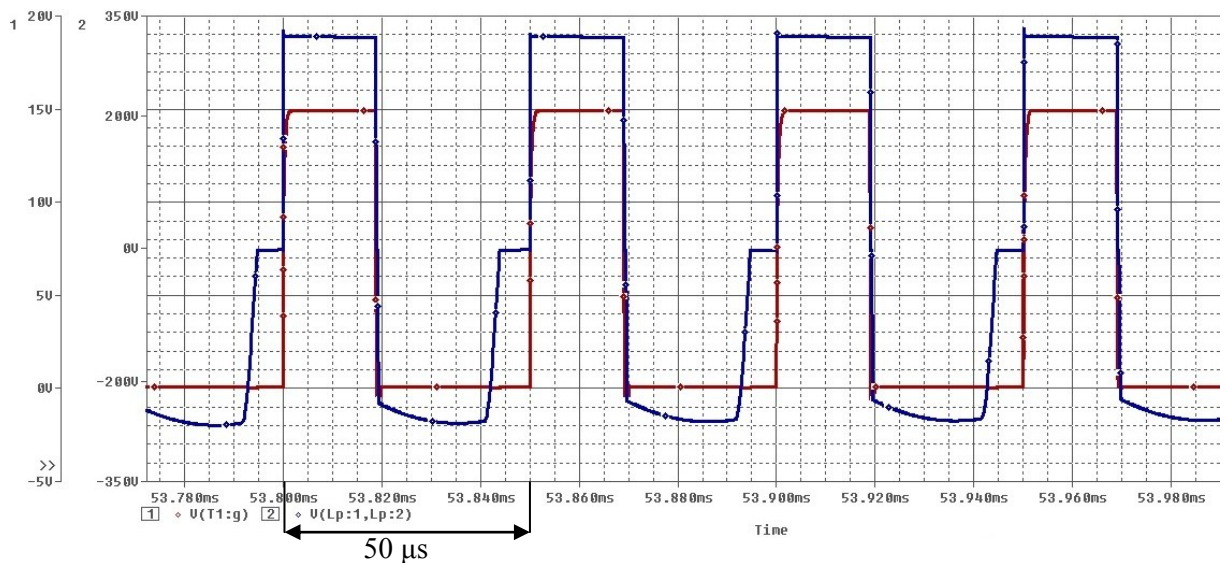


Obr. 3.2 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrňovači 325 V (červená)

Na výstupu je námi požadované výstupní napětí 25 V a výstupní proud 2.5 A, při napájení zdroje 230 V. Výstupní průběhy jsou zobrazeny na obr. 3.1. Vstupní napětí a napětí za usměrňovačem je znázorněno na obr. 3.2.



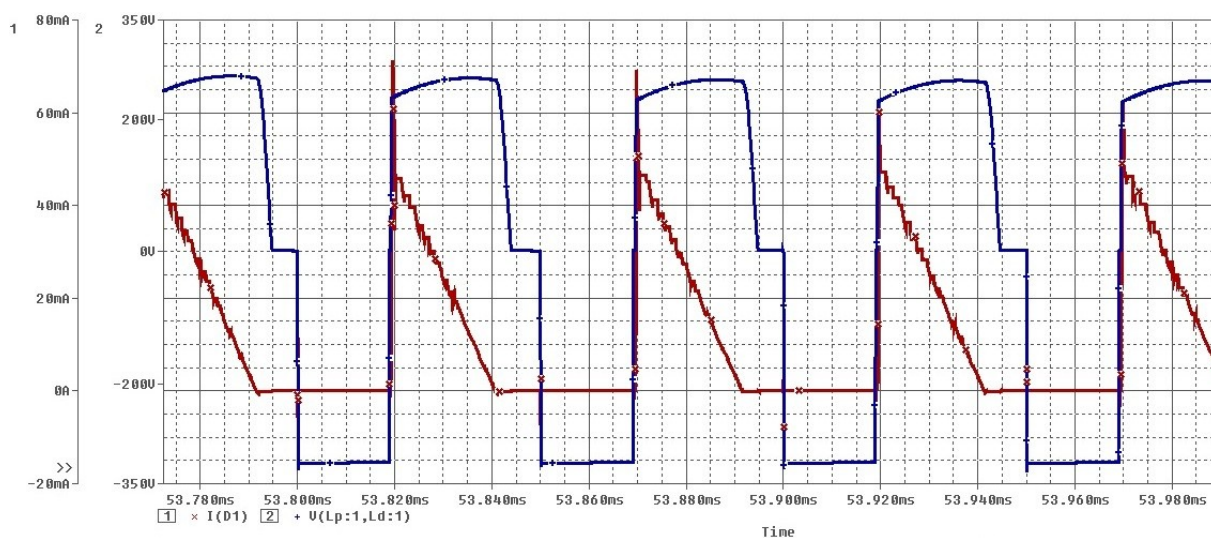
Obr. 3.3 Proud na primárním vinutí L_P 0.7 A (červená), napětí na primárním vinutí L_P 325 V (modrá)



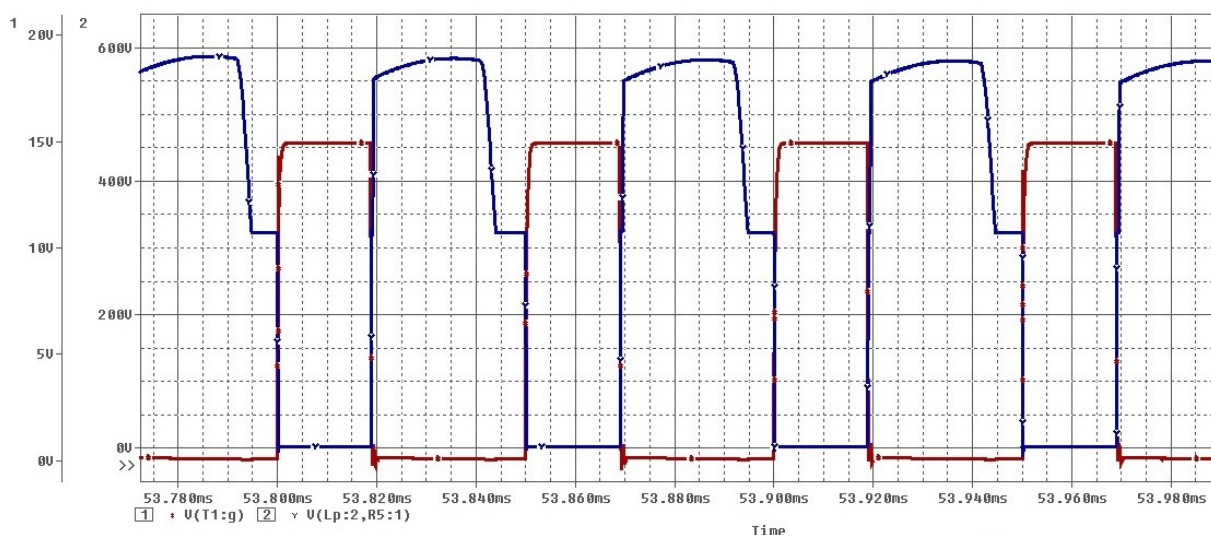
Obr. 3.4 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15 V (červená), napětí na primárním vinutí L_P 325 V (modrá)

Jak bylo zmíněno v první kapitole při sepnutém tranzistoru se na demagnetizačním vinutí L_D nachází napětí o opačné polaritě, než je tomu na primárním vinutí L_P . Během rozepnutí tranzistoru dochází k rekuperaci proudu, což znamená, že se část proudu vrací zpět do kondenzátorů C_1 a C_2 . Oba tyto jevy jsou znázorněny na obr. 3.5. Spínací kmitočet můžeme ověřit pomocí vztahu:

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ kHz} \quad (41)$$

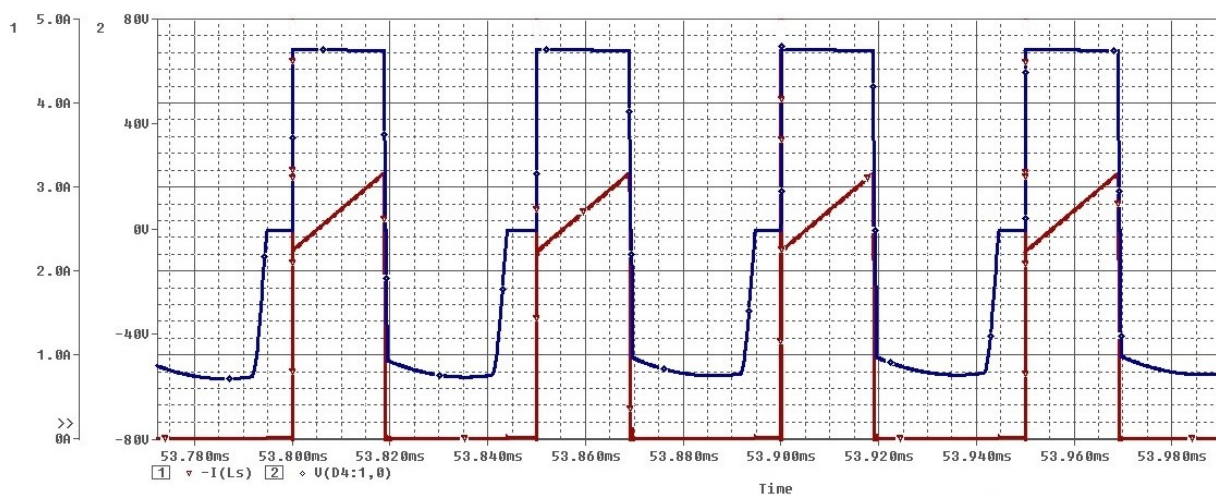


Obr. 3.5 Proud rekuperující se zpět do kondenzátoru C_1 a C_2 (červená), napětí na demagnetizačním vinutí L_D -325 V (modrá)

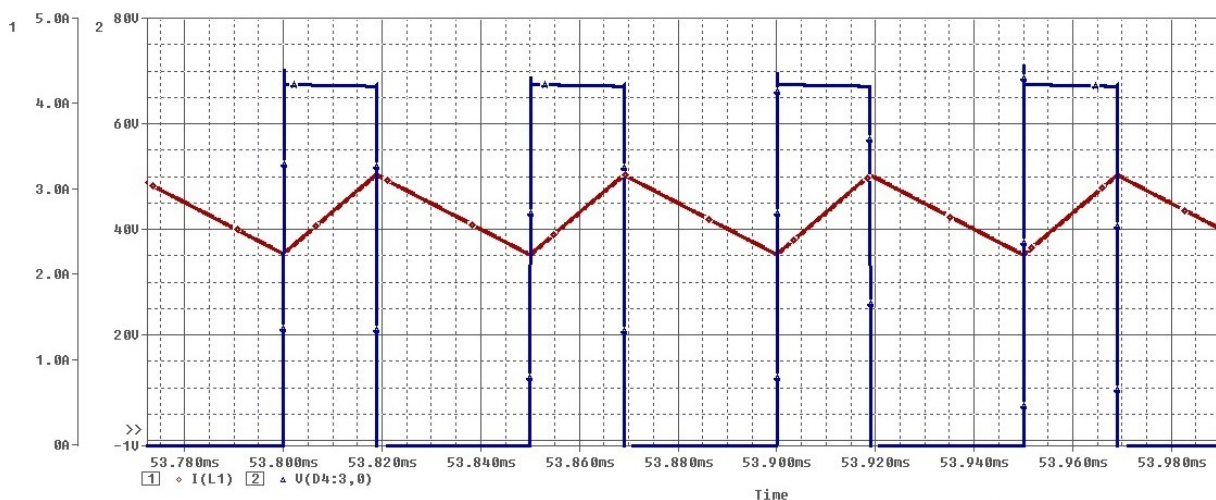


Obr. 3.6 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15V (červená), napětí mezi drainem a sourcem transformátoru 580 V (modrá)

Během rozepnutí tranzistoru je mezi drainem a sourcem téměř dvojnásobné napětí oproti vstupnímu stejnosměrnému napětí U_{InDC} , ale během sepnutí je mezi drainem a sourcem saturační napětí. Tento jev je zobrazen na obr. 3.6.

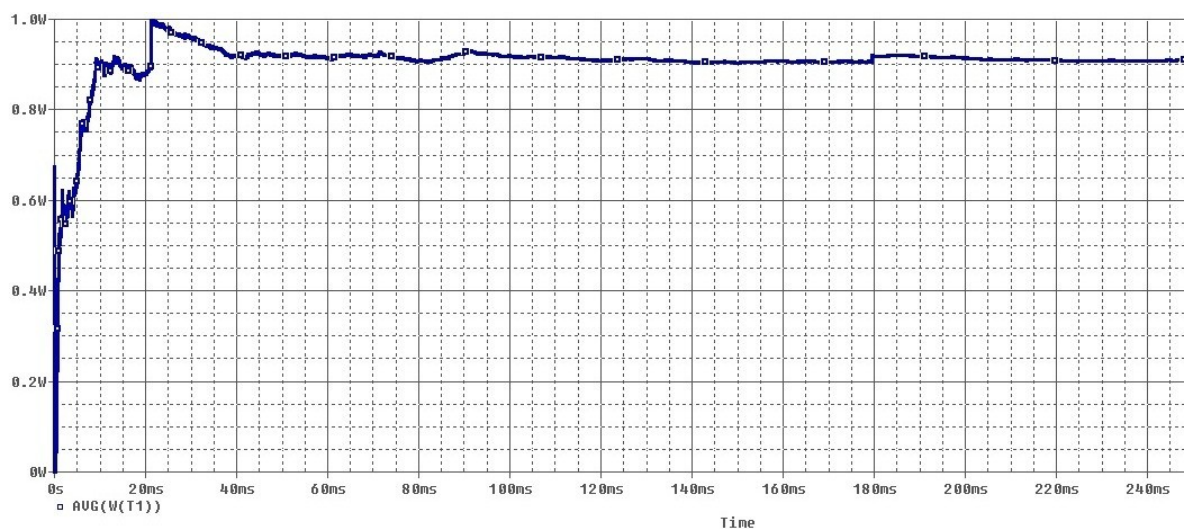


Obr. 3.7 Proud na sekundárním vinutí L_S 3.2 A (červená), napětí na sekundárním vinutí L_S 68 V (modrá)



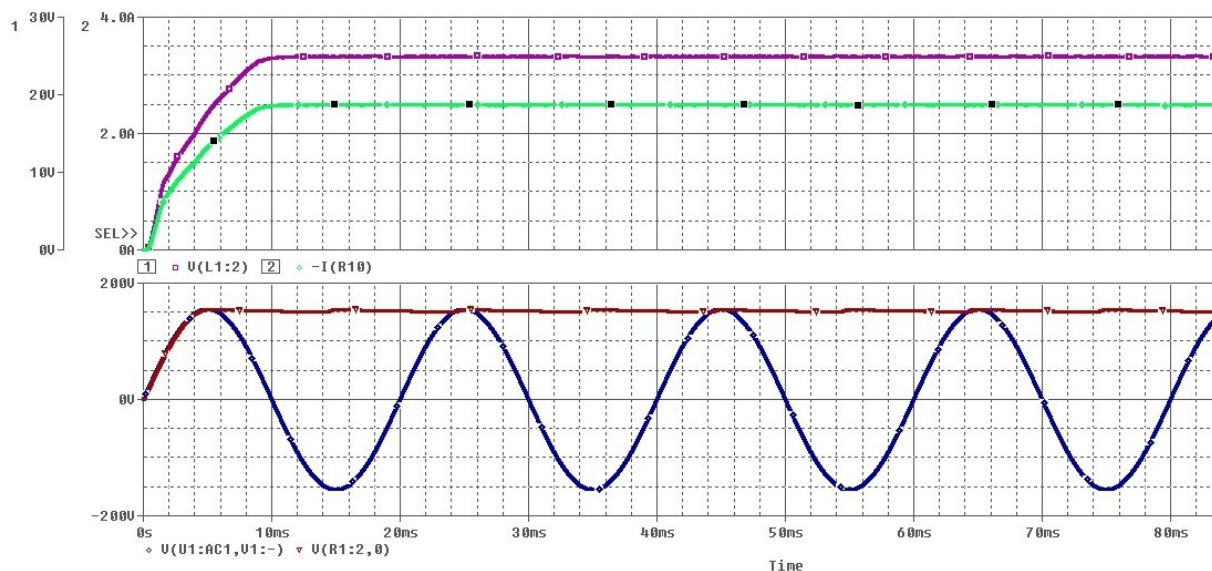
Obr. 3.8 Proud na tlumivce L_1 2.2 - 3.2 A (červená), napětí na výstupním usměrňovači 68 V (modrá)

Propustný spínaný zdroj charakterizuje přímý přenos energie přes transformátor. V okamžiku sepnutí tranzistoru teče primárním vinutím L_P a sekundárním vinutím L_S proud a to díky vzájemné polaritě těchto vinutí. Tento jev je znázorněn na obr. 3.3 a 3.7. Na obr. 3.8 je zřetelně vidět zvlnění na tlumivce L_1 . Když porovnáme vypočtenou a naměřenou hodnotu proudu, dojdeme až na zanedbatelnou odchylku ke stejnému výsledku. Ztrátový výkon tranzistoru je 1 W. Průběh ztrátového výkonu je na obr. 3.9.



Obr. 3.9 Ztrátový výkon na tranzistoru 1 W

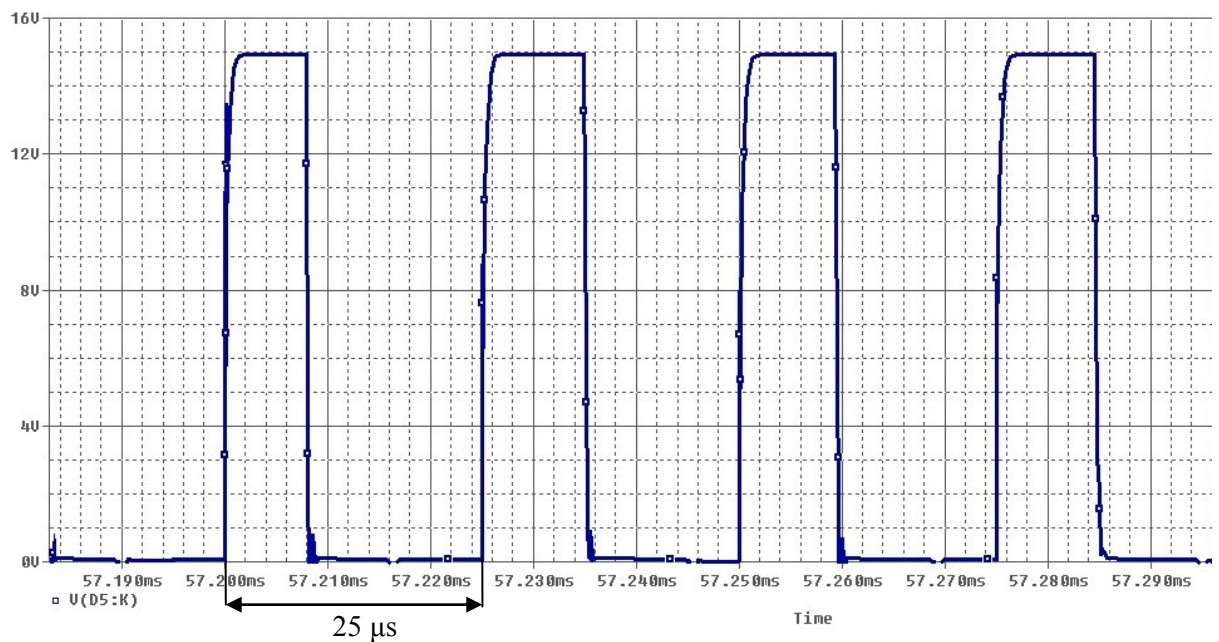
Pro ověření správné funkčnosti zdroje změněme vstupní parametry $U_{in} = 110\text{ V}$, $f_{sw} = 40\text{ kHz}$.



Obr. 3.10 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrnění 155 V (červená), výstupní napětí 25 V (fialová), výstupní proud 2.5 A (zelená)

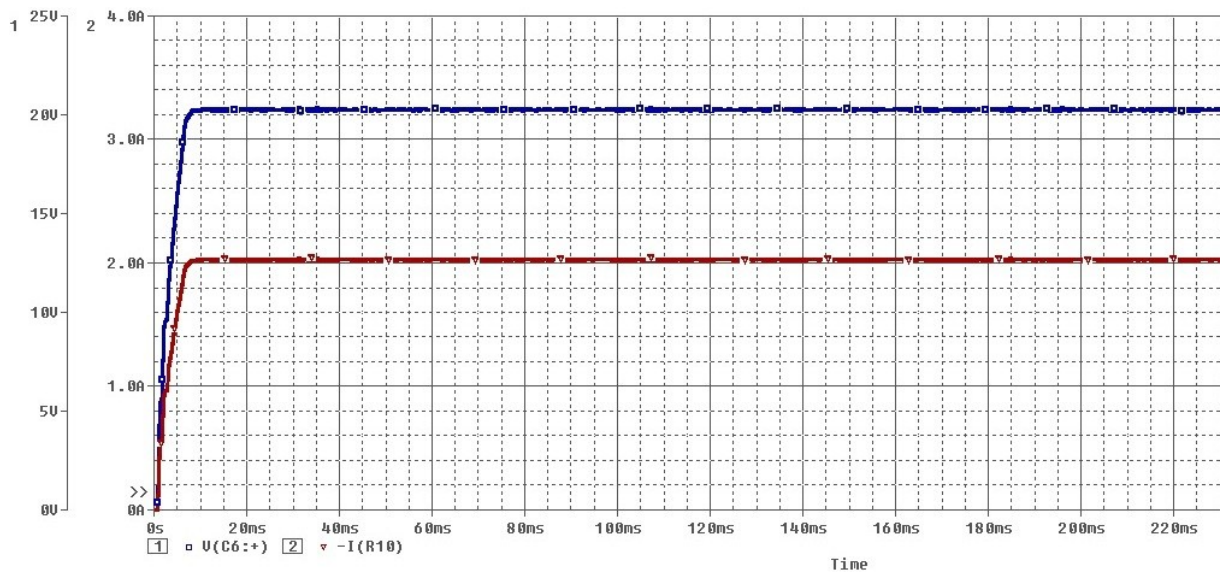
Jak můžeme vidět na obr. 3.10, když změněme vstupní parametry, na výstupu budeme mít vždy námi požadovaných 25 V výstupního napětí a výstupní proud 2.5 A. Podle spínacího průběhu na obr. 3.11 si můžeme podle vztahu (41) ověřit spínací kmitočet:

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6}} = 40\text{ kHz}$$



Obr. 3.11 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15V

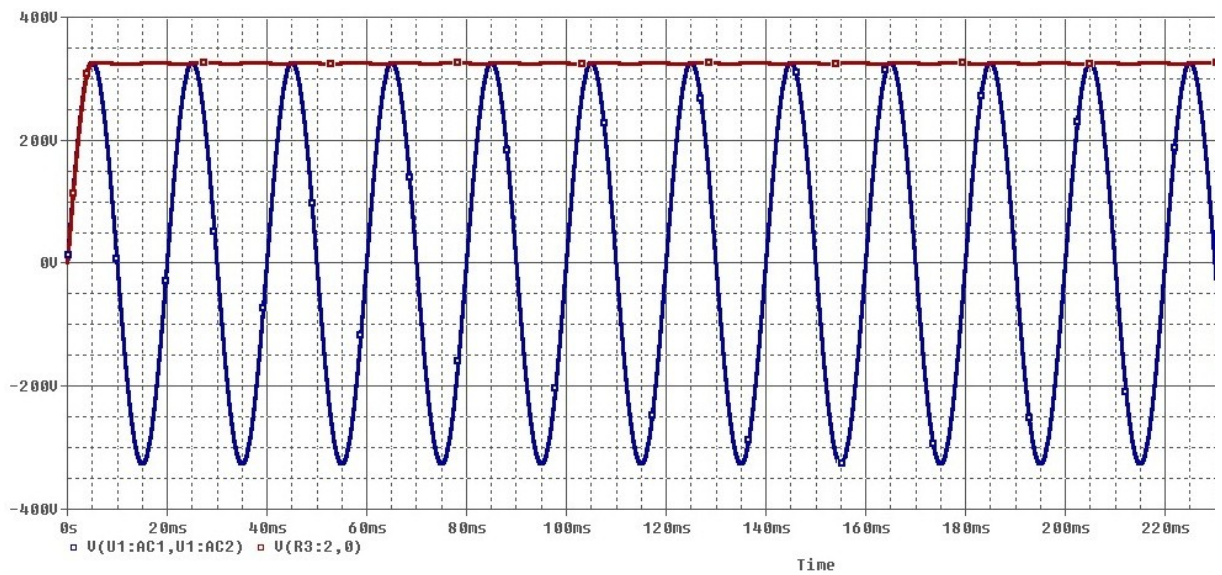
3.2 Blokovací spínací zdroj



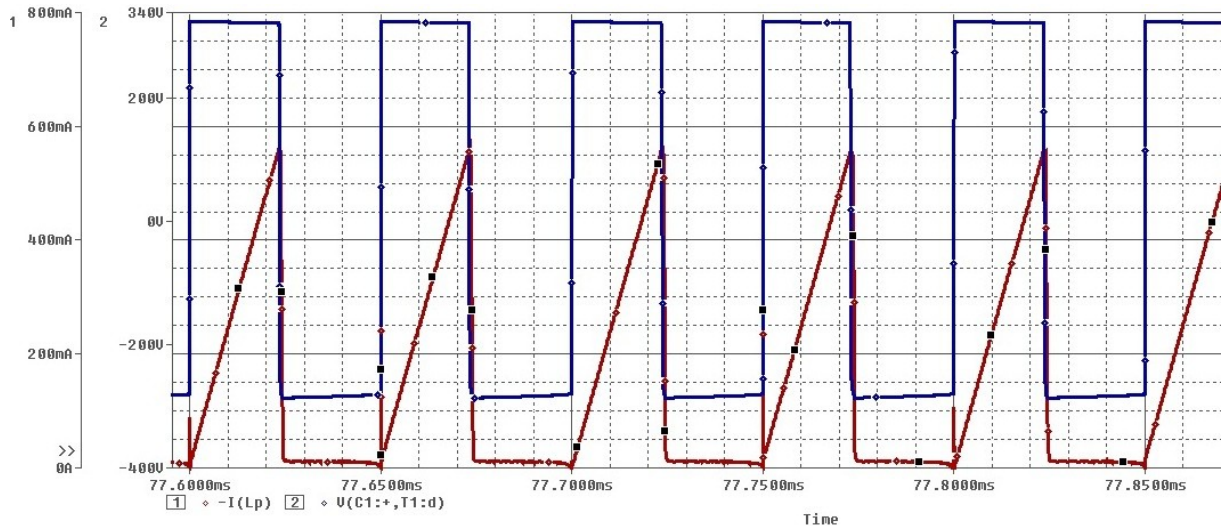
Obr. 3.12 Výstupní napětí 20.2 V (modrá), výstupní proud 2 A (červená)

Jak je zřejmé z obr. 3.12 na výstupu zdroje je námi požadovaných 20 V výstupního napětí a výstupní proud 2 A. Při napájení zdroje 230 V. Vstupní napětí a napětí za usměrňovačem je zobrazeno na obr. 3.13.

3. Výsledky simulovaných modelů v prostředí OrCAD/PSpice



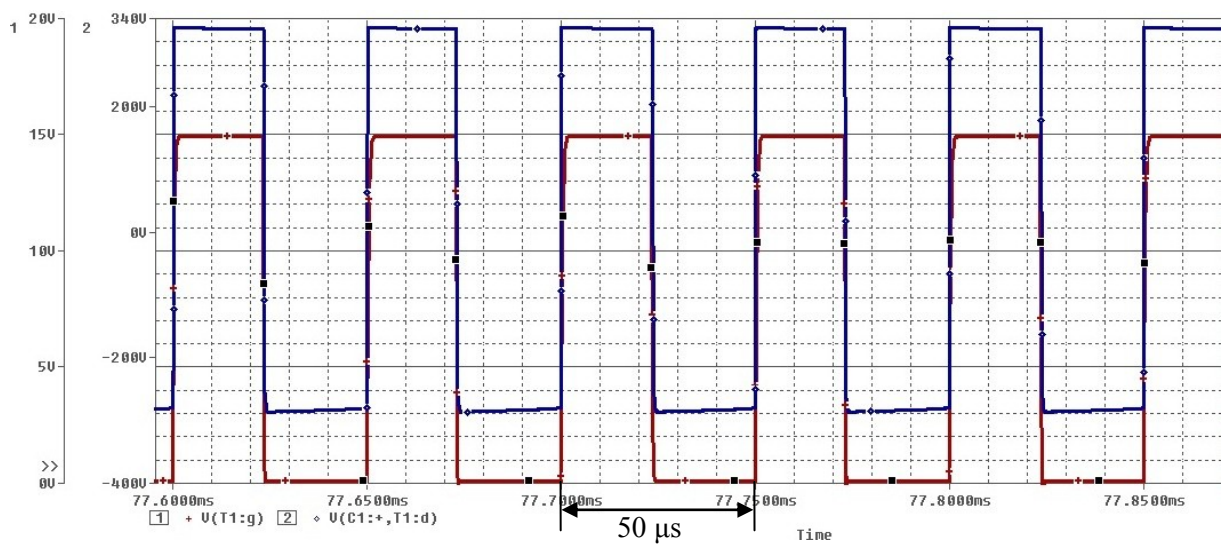
Obr. 3.13 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrnění 325 V (červená)



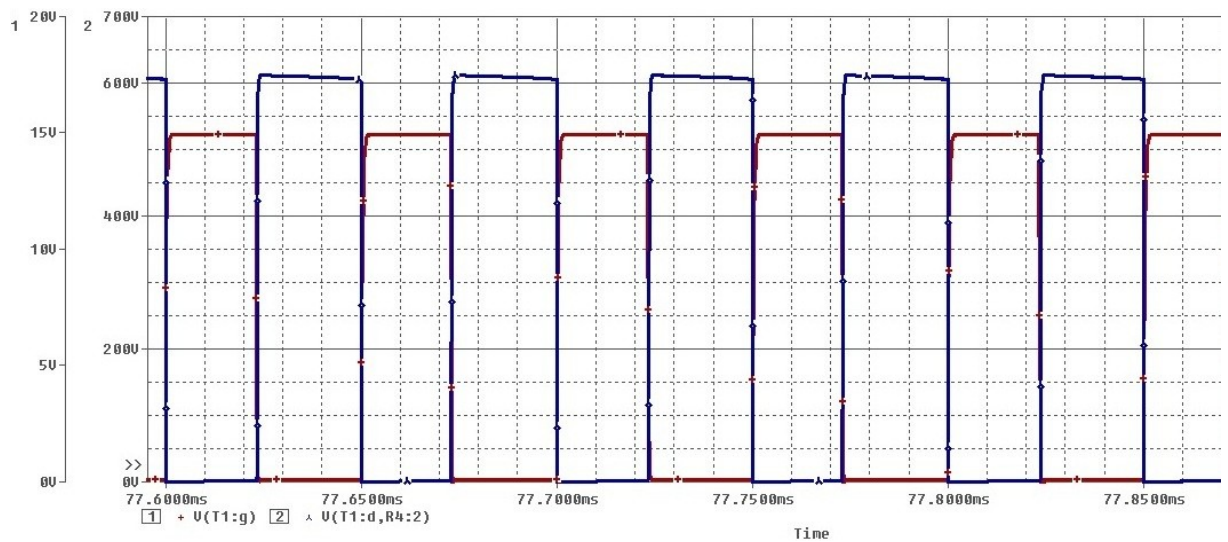
Obr. 3.14 Proud na primárním vinutí L_p 0.58 A (červená), napětí na primárním vinutí L_p 325 V (modrá)

Primárním vinutím protéká proud o velikosti 0.62 A, což od vypočtené hodnoty, 0.54 A, je zanedbatelná odchylka. Pomocí obr. 3.15 můžeme, vypočítat spínací kmitočet ze vztahu (41):

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ kHz}$$

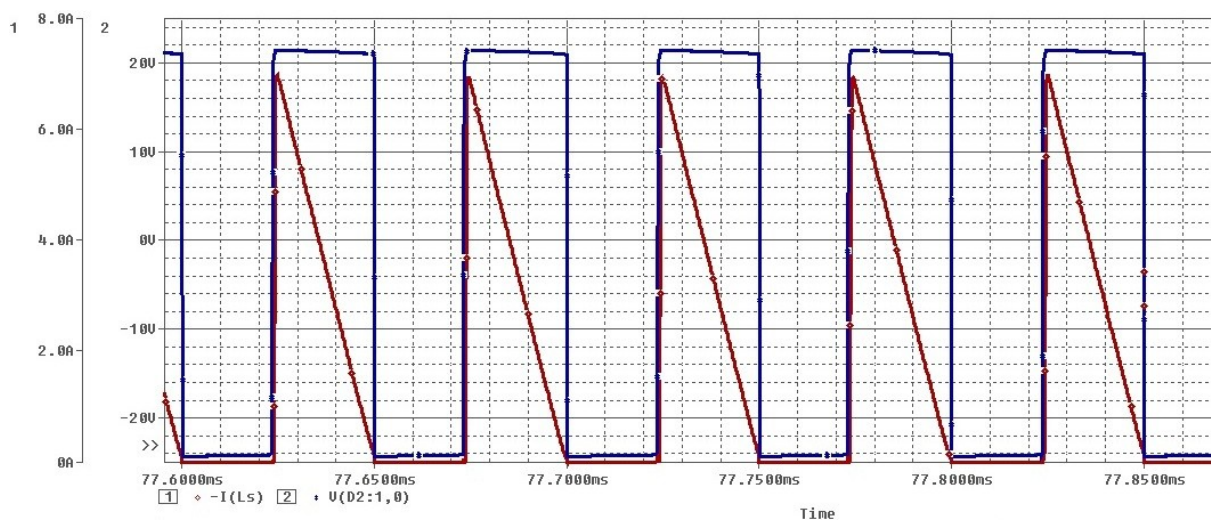


Obr. 3.15 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15 V (červená), napětí na primárním vinutím L_P 325 V (modrá)



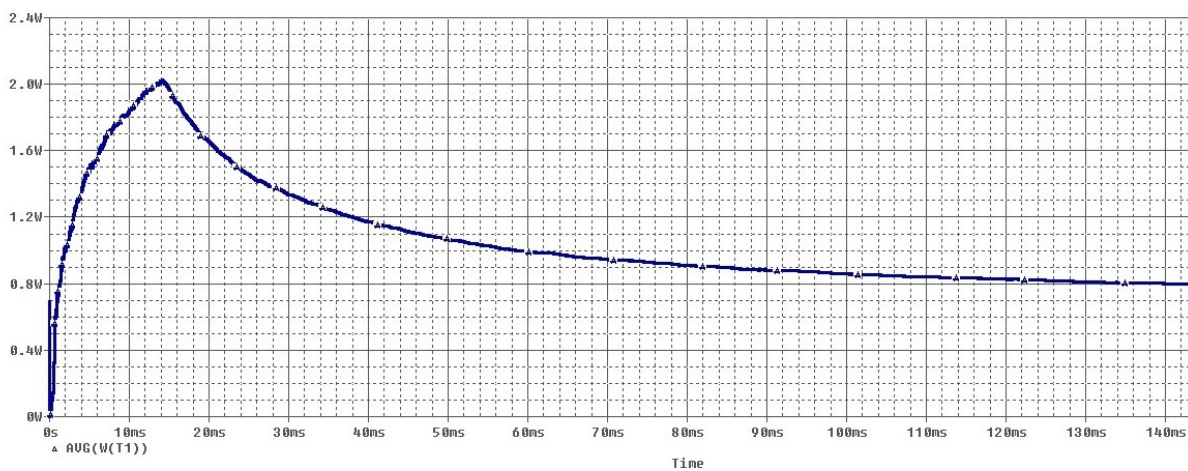
Obr. 3.16 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15 V (červená), napětí mezi drainem a sourcem transformátoru 610 V (modrá)

V první kapitole jsme zjistili, že během rozepnutí tranzistoru se mezi drainem a sourcem objeví téměř dvojnásobné vstupní napětí U_{inDC} , přičemž během sepnutí je mezi drainem a sourcem saturační napětí. Tento jev jsme si ověřili a je znázorněn na obr. 3.16.



Obr. 3.17 Proud na sekundárním vinutí L_S 6.9 A (červená), napětí na sekundárním vinutí L_S 21.5 V (modrá)

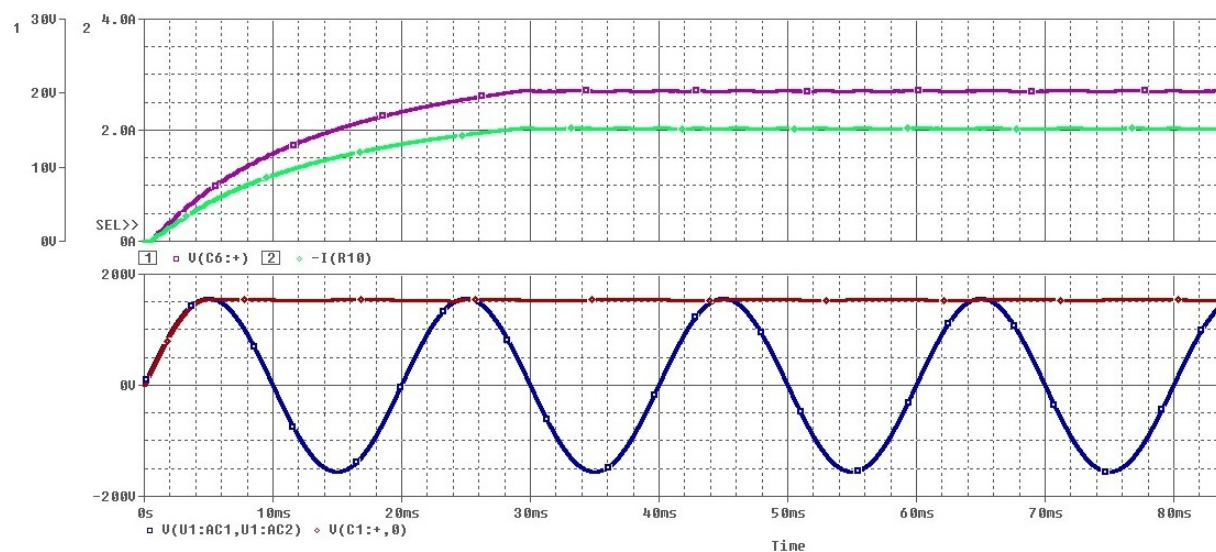
Blokovací spínací zdroj je charakterizován tím, že během sepnutí se energie naakumuluje na primárním vinutí L_P transformátoru a až po rozeptnutí se energie dostává na sekundární vinutí L_S . Tento jev je znázorněn na obr. 3.14 a 3.17. Když opět porovnáme vypočtenou a naměřenou hodnotu sekundárního proudu I_S , je opět mezi nimi zanedbatelná odchylka.



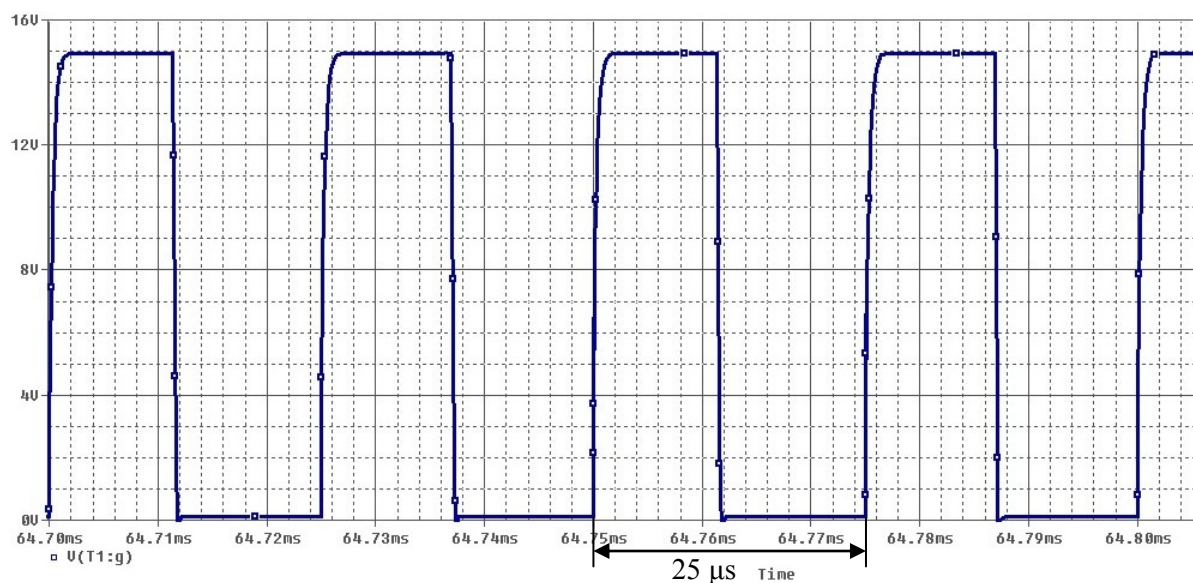
Obr. 3.18 Ztrátový výkon na tranzistoru

3. Výsledky simulovaných modelů v prostředí OrCAD/PSpice

I zde pro ověření správné funkčnosti zdroje jsme změнили vstupní parametry $U_{In} = 110\text{ V}$, $f_{Sw} = 40\text{ kHz}$.



Obr. 3.19 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrnění 155 V (červená), výstupní napětí 20 V (fialová), výstupní proud 2 A (zelená)

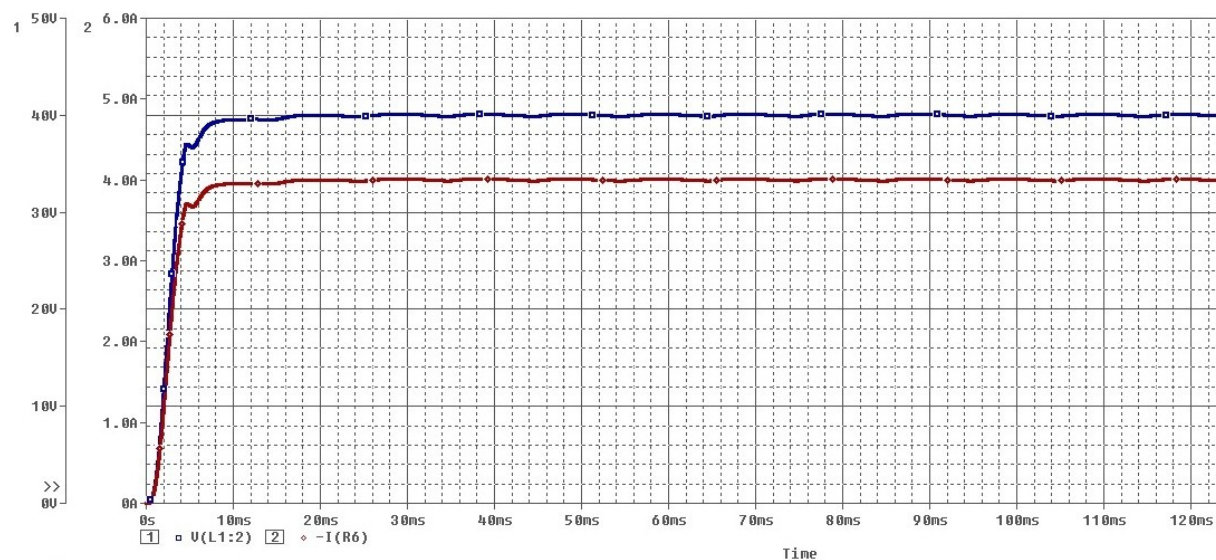


Obr. 3.20 Spínací pulzy na MOSFET tranzistoru 15V

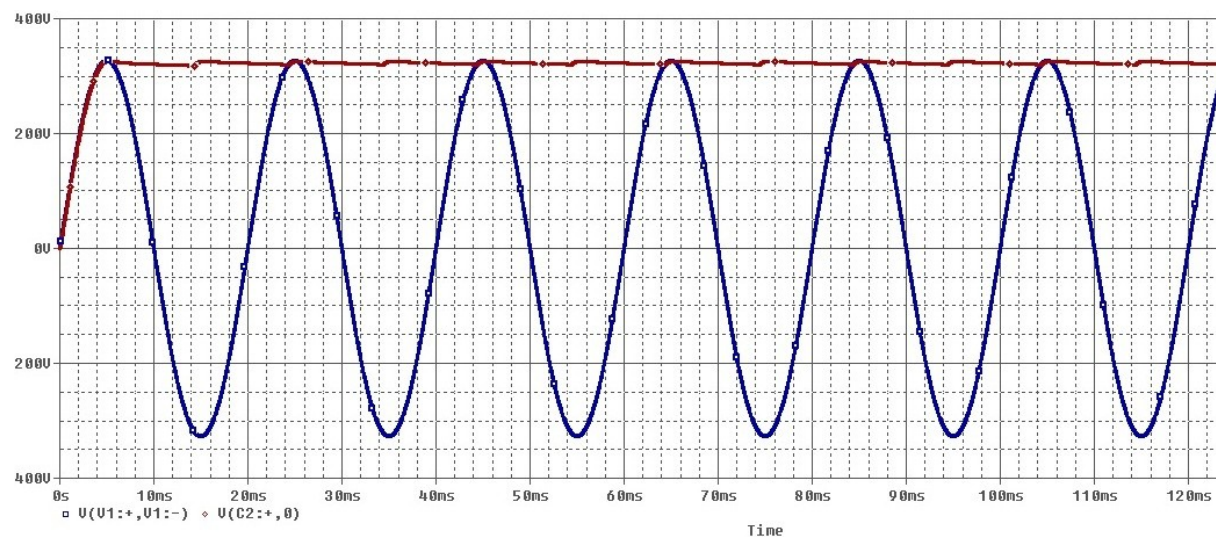
Na obr. 3.19 vidíme, že když změním vstupní parametry na výstupu zdroje, budeme mít výstupní napětí 20 V a výstupní proud 2 A. Podle obr. 3.20 můžeme ověřit spínací kmitočet pomocí vztahu (41):

$$f_{Sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6}} = 40\text{ kHz}$$

3.3 Dvojčinný spínaný zdroj



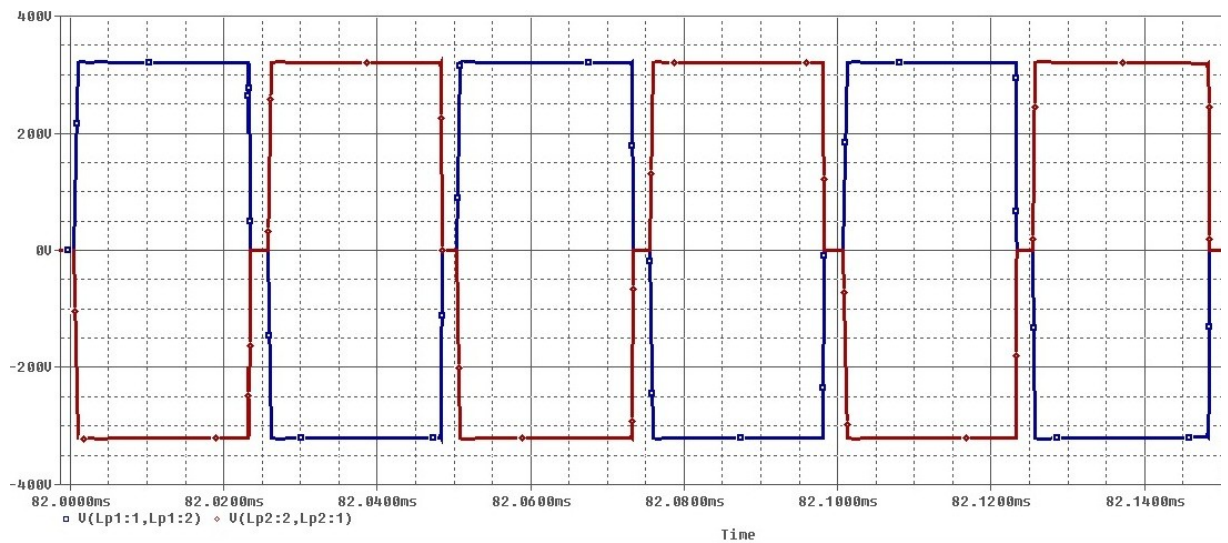
Obr. 3.21 Výstupní napětí 40 V (modrá), výstupní proud 4 A (červená)



Obr. 3.22 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrňování 325 V (červená)

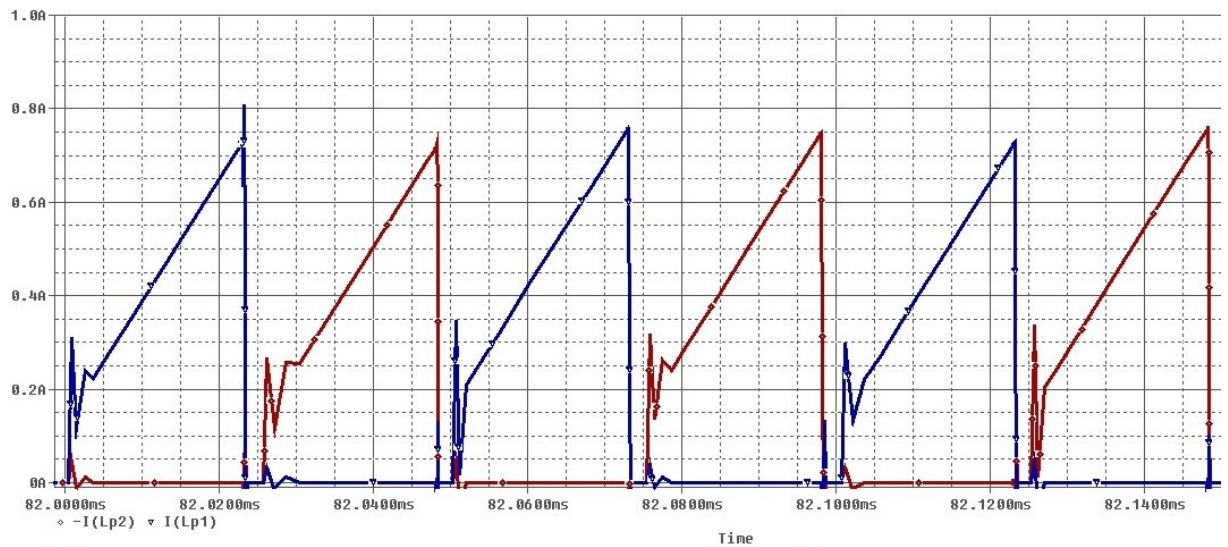
Na výstupu je námi požadované napětí 40 V a výstupní proud 4 A, při napájení zdroje 230 V. Výstupní průběhy jsou zobrazeny na obr. 3.21. Vstupní napětí a napětí za usměrňovačem je znázorněno na obr. 3.22.

3. Výsledky simulovaných modelů v prostředí OrCAD/PSpice

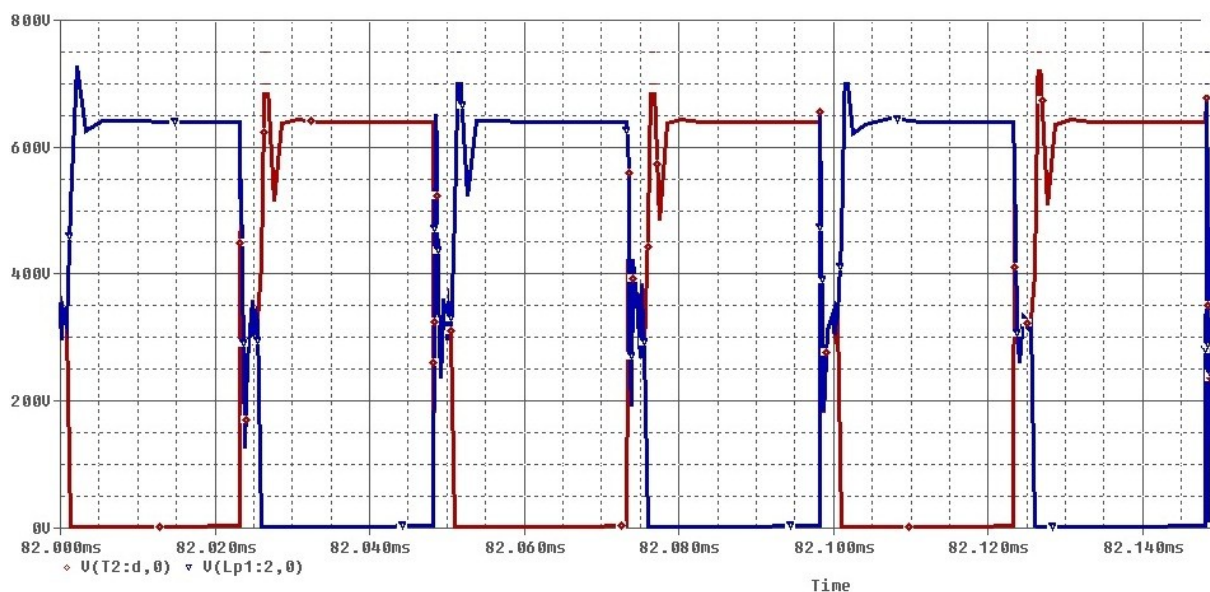


Obr. 3.23 Napětí na primárním vinutí L_{P1} 325 V (modrá), napětí na primárním vinutí L_{P2} 325 V (červená)

Jednou z charakteristických znaků tohoto typu zdroje je to, že obsahuje dva tranzistory, kterými protéká každou půlperiodu napětí a proud. Tyto průběhy jsou znázorněny na obr. 3.23 a 3.24. Můžeme si povšimnout drobné mezery mezi průběhy, to je dead time, kdy není sepnut ani jeden tranzistor.



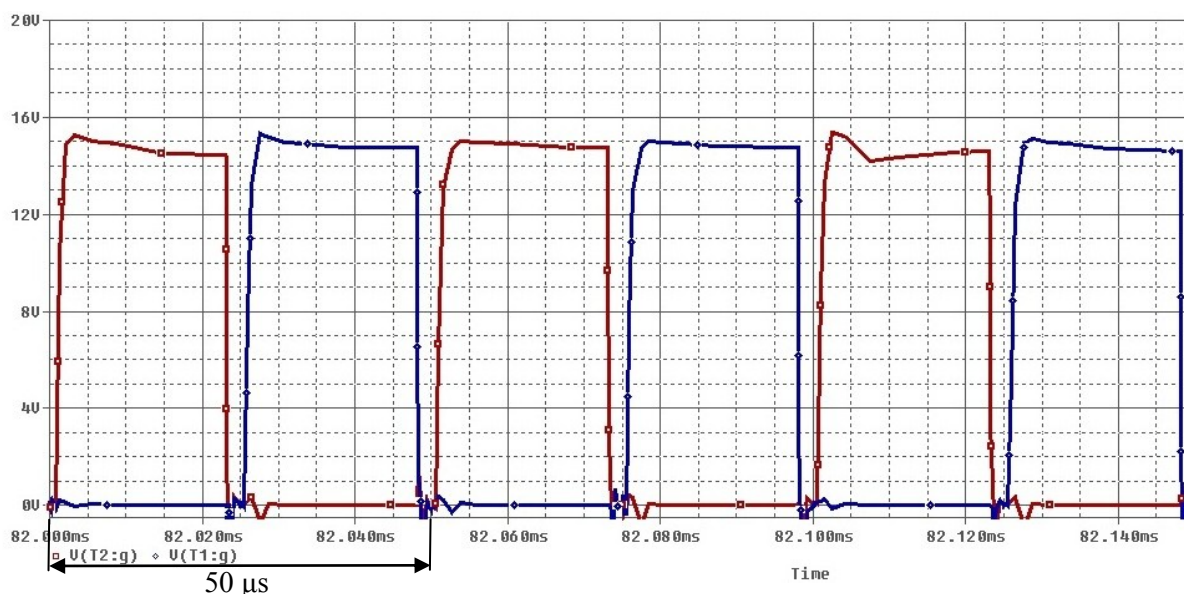
Obr. 3.24 Proud na primárním vinutí L_{P1} 0.75 A (modrá), proud na primárním vinutí L_{P2} 0.75 A (červená)



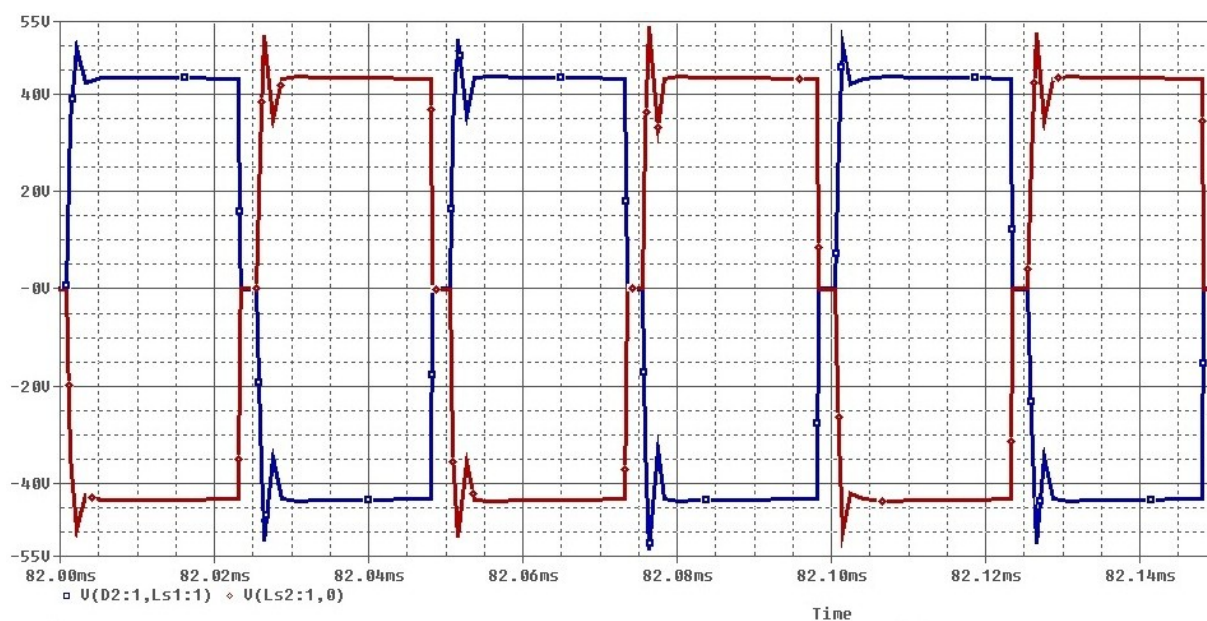
Obr. 3.25 Napětí mezi drainem a sourcem na transformátoru T_1 642 V (modrá), napětí mezi drainem a sourcem na tranzistoru T_2 642 V (červená)

I u tohoto typu zdroje při rozeptnutí tranzistoru se mezi drainem a sourcem objeví téměř dvojnásobné vstupní napětí U_{InDC} , ale během sepnutí je mezi drainem a sourcem saturační napětí. Průběh je znázorněn na obr. 3.25. Spínací pulzy na jednotlivých tranzistorech jsou znázorněny na obr. 3.26, kde si můžeme ověřit správnost spínacího kmitočtu dle vztahu (41):

$$f_{\text{Sw}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ kHz}$$

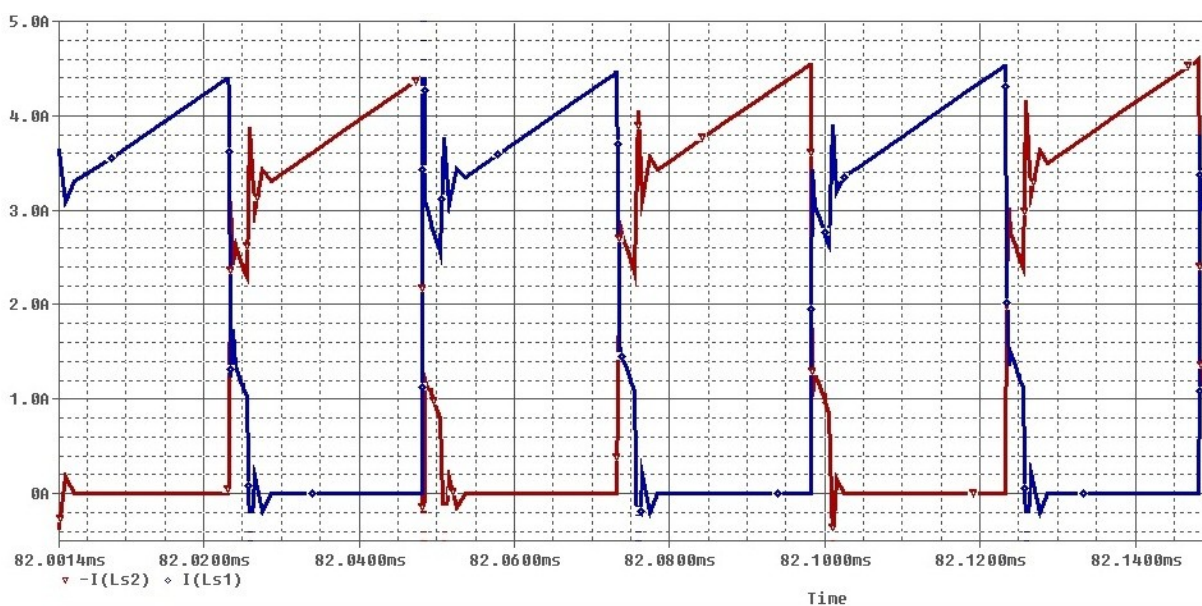


Obr. 3.26 Spínací pulzy na MOSFET tranzistorů pro T_1 (modrá) a pro T_2 (červená)

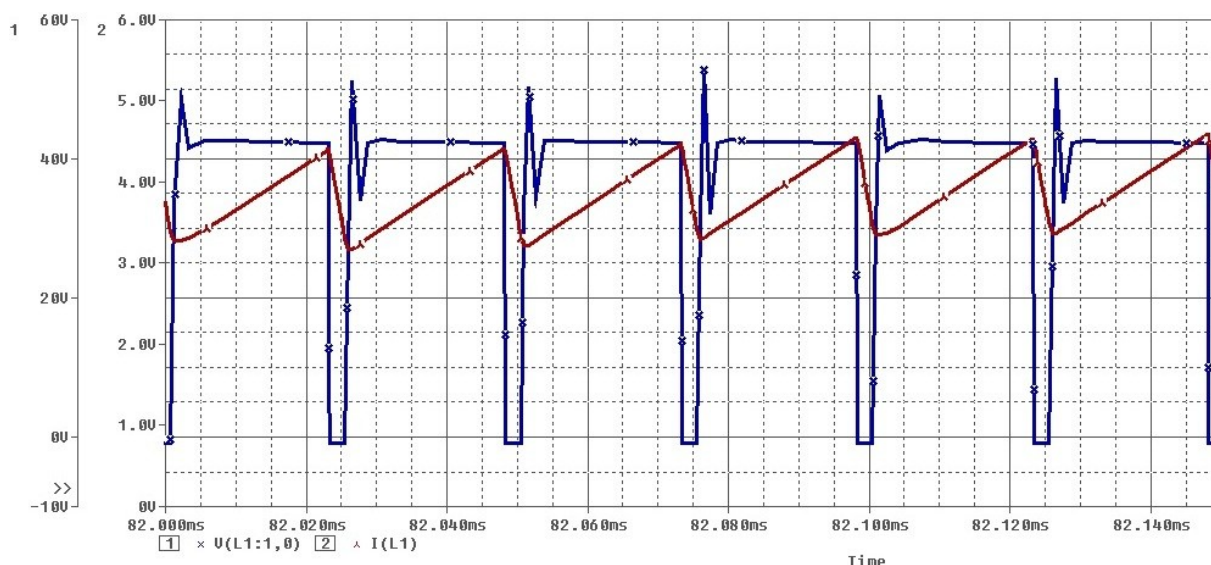


Obr. 3.27 Napětí na sekundárním vinutí L_{S1} 43 V (modrá), napětí na sekundárním vinutí L_{S2} 43 V (červená)

U dvojčinného spínaného zdroje dochází k přímému přenosu energie přes transformátor. Během sepnutí transformátoru protéká primárními vinutími L_{P1} a L_{P2} i sekundárními vinutími L_{S1} a L_{S2} proud díky vzájemné polaritě vinutí. Tento jev je znázorněn na obr. 3.23, 3.24, 3.27 a 3.28.



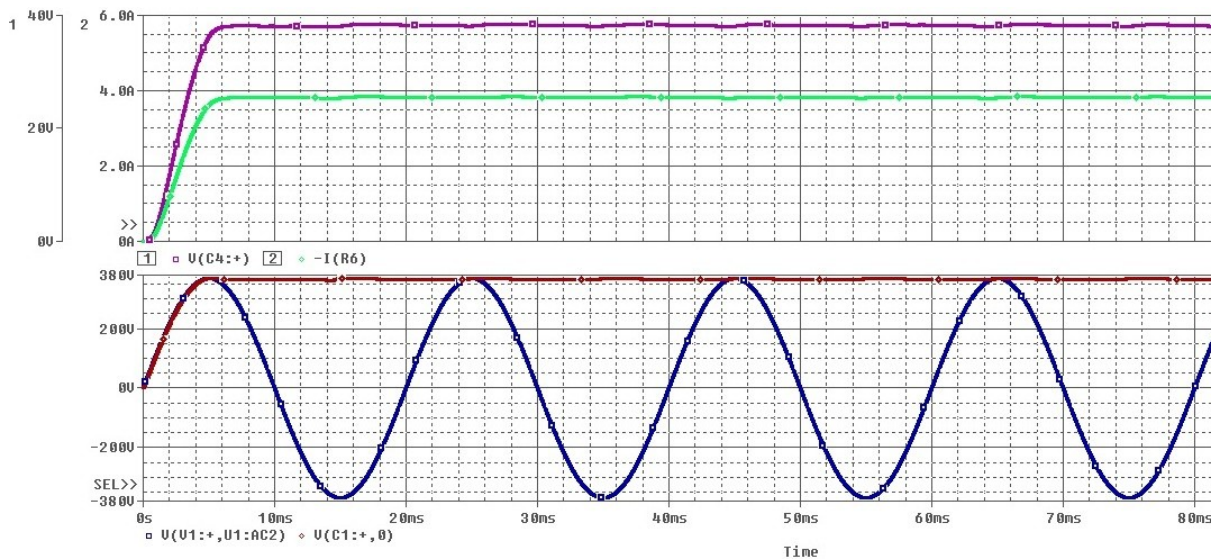
Obr. 3.28 Proud na sekundárním vinutí L_{S1} 4.3 A (modrá), proud na sekundárním vinutí L_{S2} 4.3 A (červená)



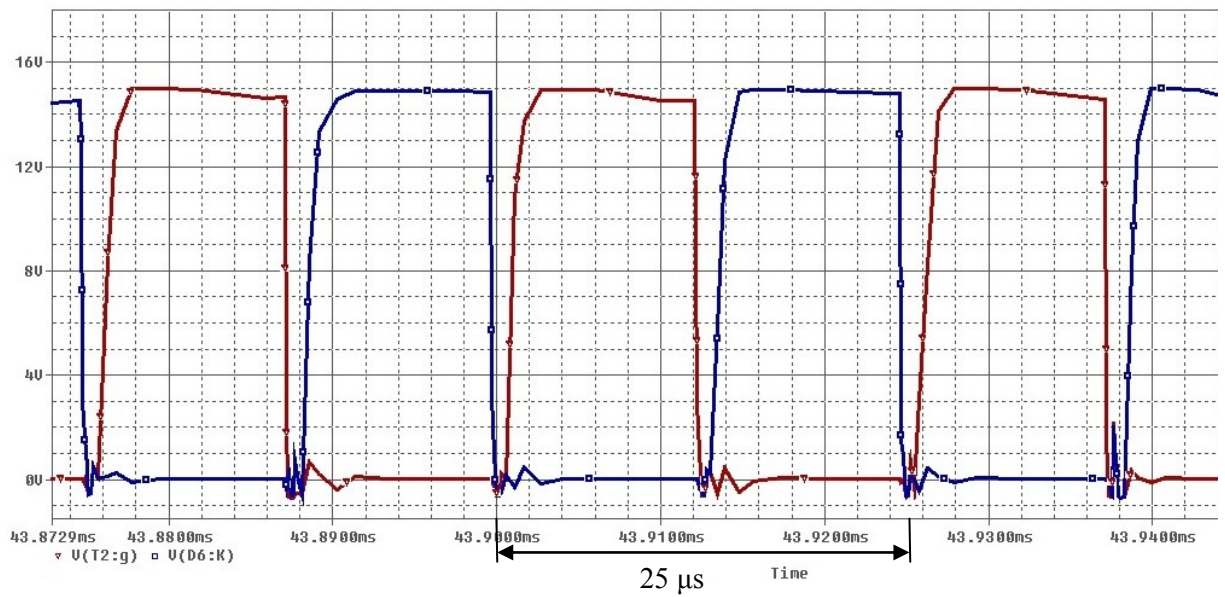
Obr. 3.29 Proud na tlumivce L_1 3.2 - 4.3 A (červená), napětí na výstupním usměrňovači 42 V (modrá)

Na obr. 3.29 je zřetelně vidět zvlnění na tlumivce L_1 . Porovnáním vypočtené a naměřené hodnoty dojdeme k závěru, že hodnoty jsou téměř identické.

Pro ověření správné funkčnosti zdroje jsme změnili vstupní parametry $U_{in} = 260$ V, $f_{sw} = 40$ kHz.



Obr. 3.30 Maximální vstupní napětí (modrá), napětí po usměrňování 370 V (červená), výstupní napětí 39.5 V (fialová), výstupní proud 3.9 A (zelená)



Obr. 3.31 Spínací pulzy na MOSFET tranzistorů pro T_1 (modrá) a pro T_2 (červená)

Po změně vstupních parametrů se na výstupu zdroje, objeví výstupní napětí 39.5 V a výstupní proud 3.9 A. Což téměř odpovídá námi požadovaným hodnotám. Průběhy jsou znázorněny na obr. 3.30. Dle obr. 3.31 jsme schopni ověřit spínací kmitočet pomocí vztahu (41):

$$f_{\text{Sw}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6}} = 40 \text{ kHz}$$

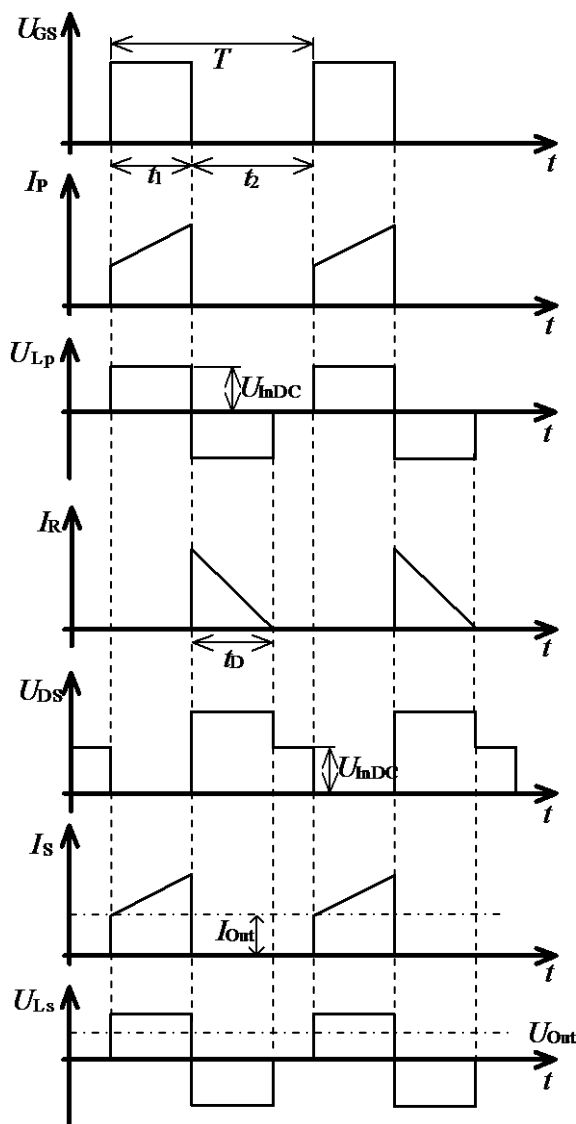
4 Porovnání výsledků simulací s teoretickými předpoklady

V této kapitole jsou porovnány výsledky simulací s teoretickými předpoklady námi vybraných spínaných zdrojů a stanovení jejich účinnosti.

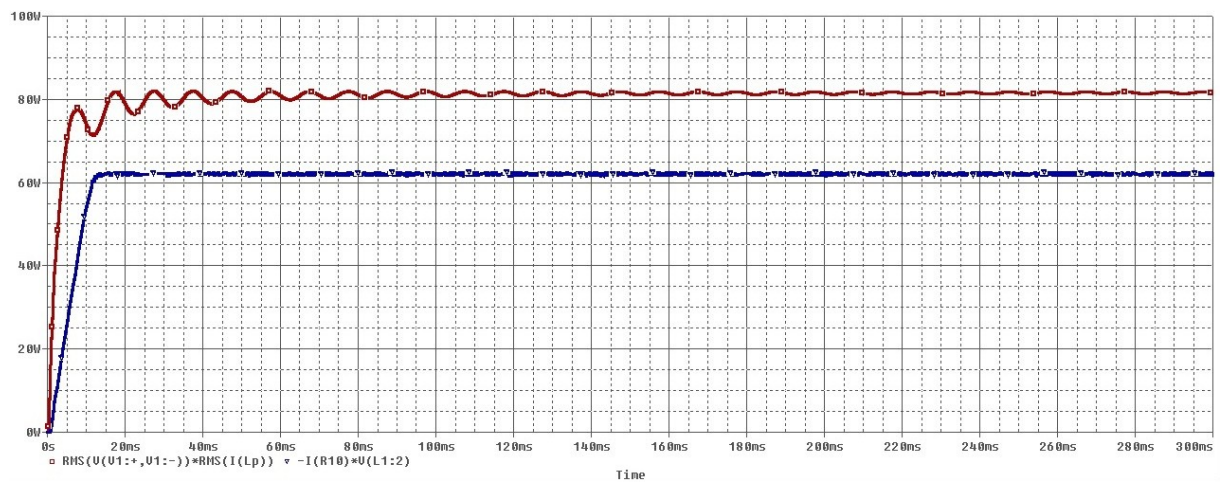
4.1 Propustný spínaný zdroj

Průběhy veličin pro ideální propustný spínaný zdroj jsou znázorněny na obr. 4.1. Když tyto průběhy porovnáme s průběhy z předchozí kapitoly obr. 3.2 až 3.7, zjistíme, že jsou identické. Tím jsme ověřili správnou funkci simulovaného modelu. Vstupní a výstupní výkon propustného spínaného zdroje je zobrazen na obr. 4.2. Pomocí těchto průběhů můžeme vypočítat účinnost tohoto zdroje a to dle vztahu:

$$\eta = \frac{P_{\text{Out}}}{P_{\text{In}}} \cdot 100 = \frac{62.5}{81} \cdot 100 = 77 \% \quad (42)$$

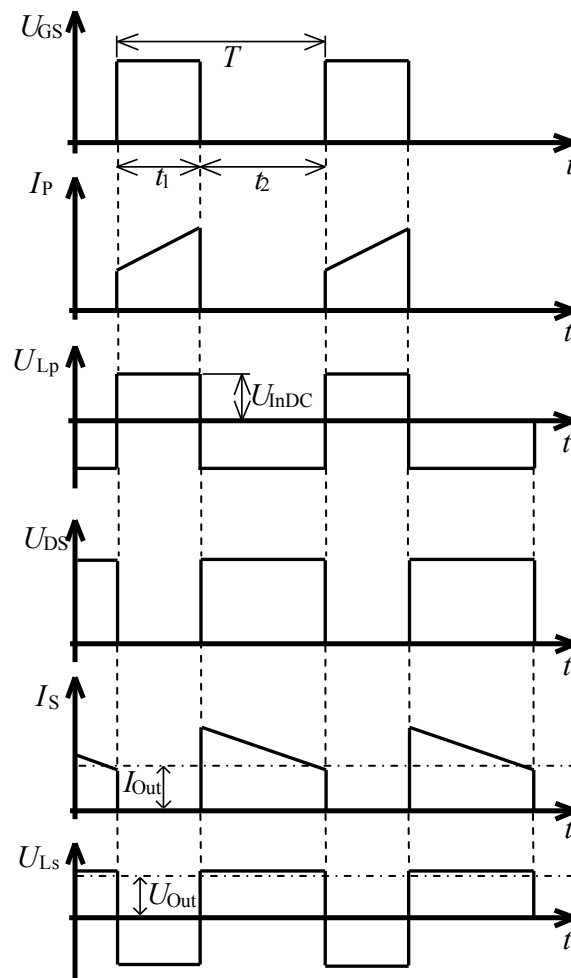


Obr. 4.1 Průběhy veličin pro ideální propustný spínaný zdroj



Obr. 4.2 Vstupní výkon 81 W (červená), výstupní výkon 62.5 W (modrá)

4.2 Blokovací spínaný zdroj



Obr. 4.3 Průběhy veličin pro ideální blokovací spínaný zdroj

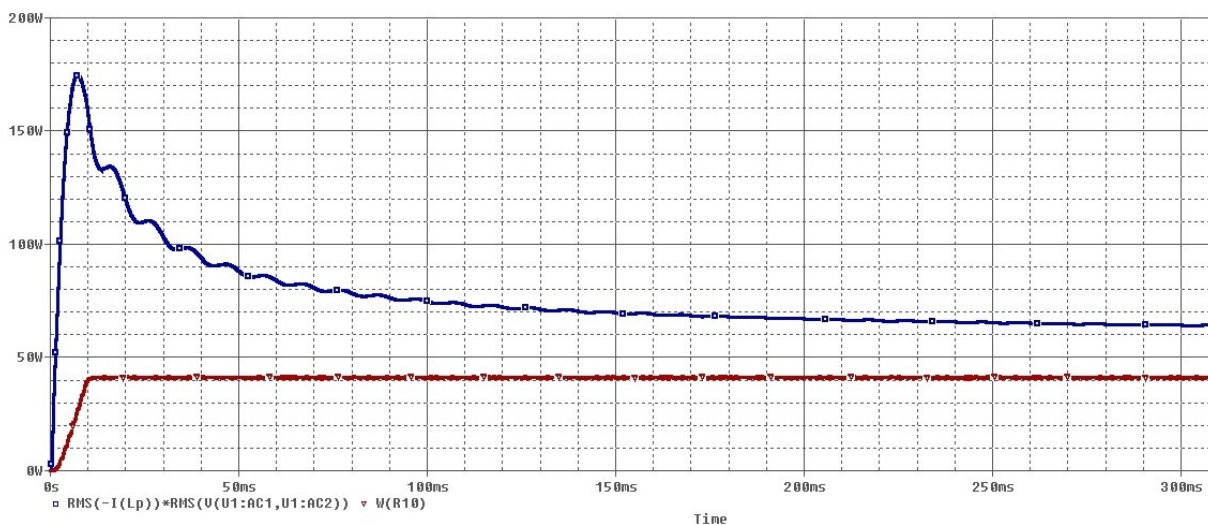
Srovnáním ideálních průběhů blokovacího zdroje obr. 4.3 s průběhy z předchozí kapitoly obr. 3.14 až 3.17, je zřejmé, že jsou shodné. Tím byla ověřena správná funkce simulovaného modelu.

Vstupní a výstupní výkon je zaznamenán na obr. 4.4. Vstupní výkon není zaznamenán zcela přesně a to z důvodu takzvaného studeného startu, kdy během zapnutí na velmi malý okamžik vzroste efektivní hodnota proudu na 0.75 A, a poté začne klesat. Proto je vhodné v tomto zapojení spočítat vstupní výkon podle vztahu:

$$P_{In} = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2 \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot 13.54 \cdot 10^{-3} \cdot 0.62^2 \cdot 20 \cdot 10^3 = 52 \text{ W} \quad (43)$$

Jelikož známe oba výkony, můžeme vypočítat účinnost zdroje a to pomocí vztahu (42):

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{In}} \cdot 100 = \frac{40}{52} \cdot 100 = 77 \%$$



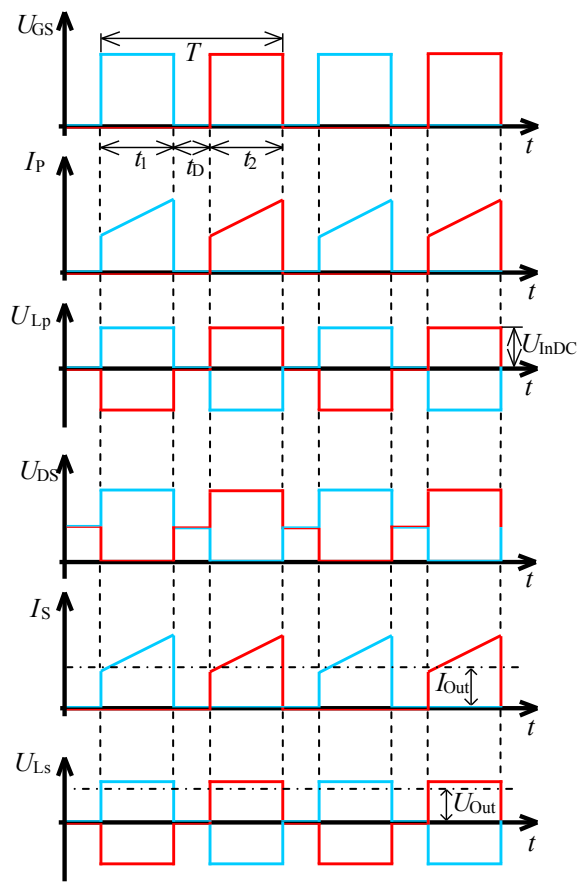
Obr. 4.4 Vstupní výkon 62 W a stále klesá (modrá), výstupní výkon 40 W (červená)

4.3 Dvojčinný spínaný zdroj

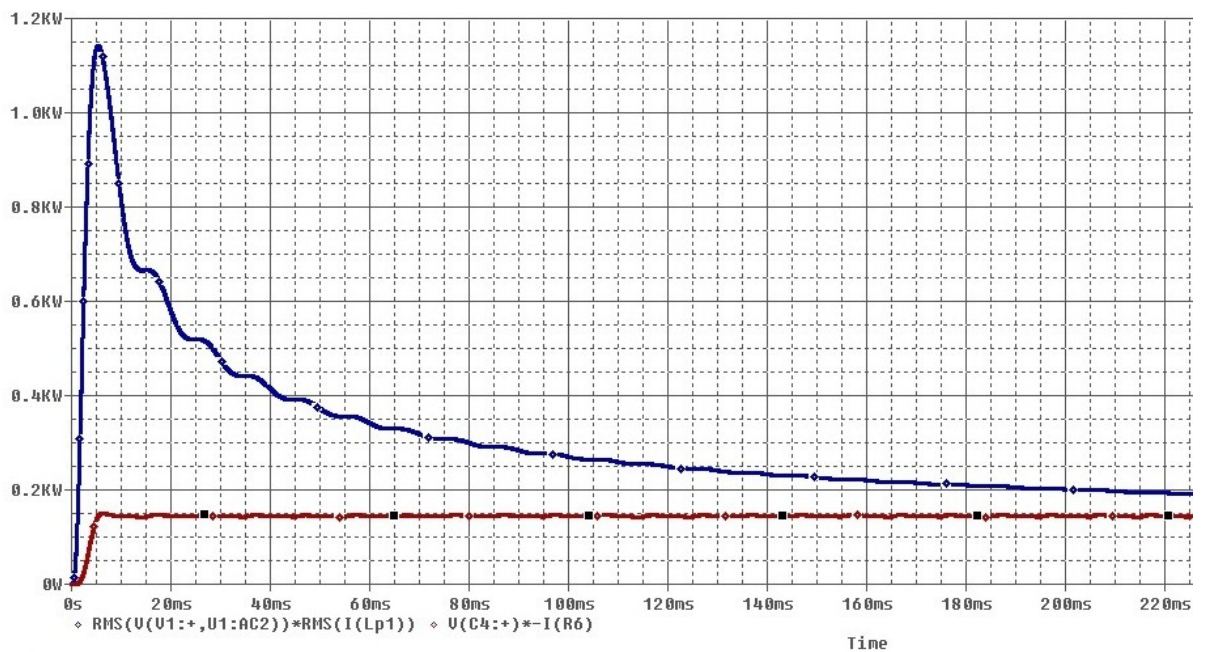
Ideální průběhy pro dvojčinný spínaný zdroj jsou naznačeny na obr. 4.5. Po srovnání s průběhy z předchozí kapitoly obr. 3.23 až 3.28 můžeme konstatovat, že model dvojčinného spínaného zdroje pracuje správně, neboť průběhy jsou identické. Vstupní a výstupní výkon je znázorněn na obr. 4.6. I zde se projevil studený start. Díky vstupnímu a výstupnímu výkonu jsme schopni vypočítat účinnost zdroje podle vztahu (42):

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{In}} \cdot 100 = \frac{160}{195} \cdot 100 = 82 \%$$

4. Porovnání simulovaných výsledku s teoretickými předpoklady



Obr. 4.5 Průběhy veličin pro ideální dvojčinný spínaný zdroj



Obr. 4.6 Vstupní výkon 195 W (červená), výstupní výkon 160 W (modrá)

Závěr

Cílem diplomové práce bylo provést teoretický rozbor, rozdělení a popsat princip funkcí spínaných napájecích zdrojů. Na těchto základech poté vytvořit simulační modely propustného, blokovacího a dvojčinného spínaného zdroje a porovnat výsledky simulací s teoretickými předpoklady.

V teoretické části jsme provedli teoretický rozbor jednotlivých obvodů. Obvody jsme rozdělili podle srovnání výstupního napětí se vstupním, což jsou obvody pro snižování napětí, obvody pro zvyšování napětí a invertory. Podle přenosu energie ze vstupu na výstup, což jsou zdroje s propustným, blokovacím, dvojčinným a můstkovým zapojením.

Na základě informací z teoretické části byl proveden návrh obvodových komponentů a detailní popis jednotlivých částí obvodu propustného, blokovacího a dvojčinného spínaného zdroje. V simulačním programu OrCAD/PSpice byly poté sestaveny simulační modely těchto zdrojů. Modely jsou zobrazeny v příloze I až III.

Vytvořené simulační modely dosáhly následujících účinností, propustný spínaný zdroj 77 %, blokovací 77 % a dvojčinný 82 %. Při srovnání simulačních výsledků, které nalezneme v třetí kapitole s teoretickými předpoklady, dojdeme k závěru, že modely pracují přesně, tak jak mají. Docházelo jen k malým odchylkám, které byly způsobeny tím, že se srovnávaly ideální průběhy s průběhy ze simulací, kde dochází ke ztrátám na obvodových prvcích.

Na závěr bych chtěl říci, že spínané zdroje jsou v dnešní době využívány mnohem více, než lineární zdroje a to především kvůli své vysoké účinnosti. Jsou mnohem menší a jejich vlastnosti jsou daleko lepší, než je tomu u lineárních zdrojů. I cena zde hraje důležitou roli. U spínaných zdrojů se cena s rostoucím výkonem téměř nemění, ale u lineárních zdrojů roste s výkonem. Spínané zdroje mají jedinou nevýhodu a to je rušení, které vzniká při spínání u výkonového tranzistoru. Tento problém může vadit v audio technice, nebo také ve vysokofrekvenční technice, kde by se projevoval jako nepříjemný pískot.

Literatura

1. **Krejčířik, Alexandr.** *Napíjecí zdroje I.* Praha : BEN - technická literatura, 1997.
2. [Online] [Citace: 6. Květen 2015.]
http://user.unob.cz/zaplatilek/Obecne/Skripta_napajeci%20zdroje/%C4%8C%C3%A1st4.doc.
3. **Krejčířik, Alexandr.** *DC/DC měniče.* Praha : Ben - technická literatura, 2001.
4. **Faktor, Zdeněk.** *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje.* Praha : Ben - technická literatura, 2002.
5. **Pavelek T., Sládeček V.** *Výkonová elektronika KE, učební texty pro kombinované a distanční studium.* Ostrava : VŠB - TU Ostrava, 2005.
6. **Basso, Christophe.** *Switch-Mode Power Supply Spice Cookbook.* místo neznámé : McGraw-Hill Professional, 2001.
7. [Online] On Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1200-D.PDF.
8. [Online] Microsemi. [Citace: 6. Květen 2015.] http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/11120-sg1525a-sg1527a-datasheet.
9. [Online] Fairchild Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/90/490088_DS.pdf.
10. [Online] On Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MUR1620CT-D.PDF.
11. **Basso, Christophe.** [Online] ON Semiconductor, 2006. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8129-D.PDF.
12. [Online] M.C.C. [Citace: 6. Květen 2015.] http://www.mccsemi.com/up_pdf/MUR105-MUR1100%28DO-41%29.pdf.
13. [Online] Motorola Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet_pdf/motorola/MTP3N100.pdf.
14. [Online] On Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1200-D.PDF.
15. [Online] On Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MUR120-D.PDF.
16. [Online] Harris Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
<http://www.farnell.com/datasheets/31154.pdf>.
17. [Online] On Semiconductor. [Citace: 6. Květen 2015.]
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MUR1520-D.PDF.
18. [Online] Microsemi. [Citace: 6. Květen 2015.] http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/11120-sg1525a-sg1527a-datasheet.